



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

多元入力・多元出力 (MIMO) 通信システムにおける受信器ユニットにおいてデータを処理する方法であって：  
一以上のシンボル・ストリームの一つについて復号データを提供するために一以上のデータ・ストリームに対応する一以上のシンボル・ストリームをその中に含む複数の入力信号を処理すること；  
入力信号に基づいて複数の修正信号を導出し、復号データ・ストリームによる成分を実質的に除去すること；  
処理を実行し、且つ復号されるべき各データ・ストリームについて一反復、一以上の各反復について導出を選択的に実行すること；及び  
データ・ストリームを伝送するために使用される MIMO チャンネルの特性を表すチャンネル状態情報 (CSI) を決定することを含み、  
第一の反復に続く各反復に関する入力信号は前の反復からの修正信号であり、そしてデータ・ストリームは一部 CSI に基づいて送信器ユニットにおいて適応的に処理される、データ処理方法。

## 【請求項 2】

導出は最後の反復について省略される、請求項 1 記載の方法。

## 【請求項 3】

処理は一以上のシンボル・ストリームを供給するために特定の受信処理手法に従って入力信号を処理すること、及び復号データ・ストリームを供給するために一以上のシンボル・ストリームの選択された一つを処理することを含む、請求項 1 記載の方法。

## 【請求項 4】

各反復に関して、  
入力信号に含まれる一以上の未処理シンボル・ストリームの各々の品質を評価すること；  
及び  
一以上の未処理シンボル・ストリームに関する評価品質に基づいて処理のために未処理シンボル・ストリームを選択することをさらに含む、請求項 3 記載の方法。

## 【請求項 5】

各未処理シンボル・ストリームの品質は信号対雑音プラス干渉比 (SNR) に基づいて評価される、請求項 4 記載の方法。

## 【請求項 6】

最良の評価品質を有する未処理シンボル・ストリームが処理のために選択される、請求項 4 記載の方法。

## 【請求項 7】

受信処理手法は入力信号に関して線型空間処理を行う、請求項 3 記載の方法。

## 【請求項 8】

受信処理手法はチャンネル相関行列反転 (CCMI) 技術を実施する、請求項 7 記載の方法。

## 【請求項 9】

受信処理手法は最小二乗平均誤差 (MMSE) 技術を実施する、請求項 7 記載の方法。

## 【請求項 10】

受信処理手法は完全 CSI 処理技術を実施する、請求項 7 記載の方法。

## 【請求項 11】

受信処理手法は入力信号に関して空間・時間処理を実行する、請求項 3 記載の方法。

## 【請求項 12】

受信処理手法は最小二乗平均誤差線形空間・時間等化器 (MMSE-LE) を実施する、請求項 11 記載の方法。

## 【請求項 13】

受信処理手法は判断フィードバック空間・時間等化器 (DFE) を実施する、請求項 11

記載の方法。

【請求項 14】

受信処理手法は最大尤度系列評価器 (MLSE) を実施する、請求項 11 記載の方法。

【請求項 15】

導出は

復号データ・ストリームに基づいて再変調シンボル・ストリームを生成すること；  
再変調シンボル・ストリームに基づいて複数の干渉信号を形成すること；及び  
連続する反復について、入力信号として役立つ修正信号を導出するために入力信号から干渉信号を除去することを含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 16】

干渉信号が MIMO チャンネルの特性を表すチャンネル係数行列  $H$  に基づいて形成される、請求項 15 記載の方法。

【請求項 17】

さらに受信器ユニットから送信器ユニットへ CSI を伝送することを含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 18】

CSI が MIMO チャンネルを構成する一以上の伝送チャンネルについての信号対雑音プラス干渉比 (SNR) を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 19】

CSI が MIMO チャンネルを構成する一以上の伝送チャンネルについての特徴付けを含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 20】

CSI がデータ伝送のために使用される一以上の各伝送チャンネルによって支援される特定のデータ率の指示を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 21】

CSI が一以上の各伝送チャンネルのために使用されるべき特定の処理手法を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 22】

CSI が一以上の伝送チャンネルについて信号測定及び雑音プラス干渉測定を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 23】

CSI が一以上の伝送チャンネルについて信号測定、雑音測定、及び干渉測定を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 24】

CSI が一以上の伝送チャンネルについて信号対雑音測定及び干渉測定を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 25】

CSI が一以上の伝送チャンネルについて信号成分及び雑音プラス干渉成分を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 26】

CSI が一以上の伝送チャンネルの特性における変化の指示を含む、請求項 1 記載の方法。

【請求項 27】

CSI が受信器ユニットで決定され、送信器ユニットに通報される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 28】

CSI が受信器ユニットによって伝送される一以上の信号に基づいて送信器ユニットに通報される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 29】

各データ・ストリームがデータ・ストリームを伝送するために使用される伝送チャンネルに関する CSI に基づいて選択された符号化手法に従って伝送ユニットで符号化される、請

10

20

30

40

50

求項 1 記載の方法。

【請求項 30】

各データ・ストリームがデータ・ストリームを伝送するために使用される伝送チャネルに関する CSI に基づいて選択された符号化手法に従って独立に符号化される、請求項 29 記載の方法。

【請求項 31】

各データ・ストリームがデータ・ストリームを伝送するために使用される伝送チャネルに関する CSI に基づいて選択された変調手法に従ってさらに変調される、請求項 29 記載の方法。

【請求項 32】

符号化及び変調手法が CSI に基づいて送信器ユニットで選択される、請求項 31 記載の方法。

10

【請求項 33】

符号化及び変調手法が CSI によって指示される、請求項 32 記載の方法。

【請求項 34】

選択されたシンボル・ストリームの処理が復調シンボルを供給するためにシンボル・ストリームを復調すること、及び復号データ・ストリームを供給するために復調シンボルを復号することを含む、請求項 3 記載の方法。

【請求項 35】

選択されたシンボル・ストリームの処理がさらに復調シンボルを逆インタリーブすることを含み、復号は復号データ・ストリームを供給するために逆インタリーブについて実行される、請求項 34 記載の方法。

20

【請求項 36】

MIMO システムが直交周波数分割変調 (OFDM) を実施する、請求項 1 記載の方法。

【請求項 37】

受信器ユニットにおける処理が複数の各周波数サブチャネルについて独立して実行される、請求項 36 記載の方法。

【請求項 38】

多元入力・多元出力 (MIMO) 通信システムにおける受信器ユニットにおいてデータを 30 処理する方法であって：

複数の受信アンテナを介して複数の信号を受信すること；

複数の伝送データに対応する複数のシンボル・ストリームを供給するために特定の受信処理手法に従って受信信号を処理すること；

復号データ・ストリームを供給するために選択された一つのシンボル・ストリームを処理すること；

復号データ・ストリームに基づいて複数の干渉信号を形成すること；

受信信号及び干渉信号に基づいて複数の修正信号を導出すること；

受信信号及び選択されたシンボル・ストリームの処理を実行し、且つ復号すべき各伝送データ・ストリームに一回の反復で、一以上の反復について形成及び導出を実行すること； 40 及び

データを伝送するために使用される MIMO チャネルの特性を表すチャネル状態情報 (CSI) を決定することを含み、

第一の反復は受信信号に実行され、続く各反復は前の反復からの修正信号に実行され、そして

データ・ストリームは一部 CSI に基づき送信器ユニットで適応的に処理される、データ処理方法。

【請求項 39】

多元入力・多元出力 (MIMO) 通信システムにおいて送信器ユニットから受信器ユニットへデータを通信する方法であって：

50

受信器ユニットでは、  
送信器ユニットから伝送される一以上の信号の組合せを含む複数の信号を複数の受信アンテナを介して受信すること、  
送信器ユニットから伝送される複数の復号データ・ストリームを供給するため連続相殺受信器処理技術に従って受信信号を処理すること、  
データ・ストリームを伝送するために使用される MIMO チャンネルの特性を表すチャンネル状態情報 (CSI) を決定すること、及び  
CSI を送信器ユニットに返送すること；及び  
送信器ユニットでは、  
CSI に従って MIMO チャンネル上で伝送前に各データ・ストリームを適応的に処理する 10  
ことを含む、データ通信方法。

【請求項 40】

連続相殺受信器処理手法は復号データ・ストリームを供給するため複数の反復であって、  
各復号データ・ストリームについて一回の反復を実行する、請求項 39 記載の方法。

【請求項 41】

各反復は  
一以上のシンボル・ストリームを供給するため特定の線形または非線形処理手法に従って  
複数の入力信号を処理すること、  
復号データ・ストリームを供給するために一以上のシンボル・ストリームの選択された一  
つを処理すること、及び 20  
入力信号に基づいて複数の修正信号を導出し、復号データ・ストリームによる成分を殆ど  
取り除くことを含む、  
第一の反復に関する入力信号は受信信号であり、そして続く各反復は前の反復からの修正  
信号である、請求項 40 記載の方法。

【請求項 42】

CSI が MIMO チャンネルを構成する一以上の伝送チャンネルの各々についての信号対雑音  
プラス干渉比 (SNR) を含む、請求項 39 記載の方法。

【請求項 43】

CSI が MIMO チャンネルを構成する一以上の伝送チャンネルの各々によって支援される特  
定のデータ率の指示を含む、請求項 39 記載の方法。 30

【請求項 44】

CSI が MIMO チャンネルを構成する一以上の伝送チャンネルの各々のために使用される特  
定の処理手法の指示を含む、請求項 39 記載の方法。

【請求項 45】

送信器ユニットにおける適応処理は  
データ・ストリームに関連する CSI に基づいて選択された特定の符号化手法に従ってデ  
ータ・ストリームを符号化することを含む、請求項 39 記載の方法。

【請求項 46】

送信器ユニットにおける適応処理はさらに  
データ・ストリームに関連する CSI に基づいて選択される特定の変調手法に従って符号 40  
化データ・ストリームを変調することを含む、請求項 39 記載の方法。

【請求項 47】

多元入力・多元出力 (MIMO) 通信システムであって：  
複数のシンボル・ストリームを供給するため複数の受信信号を処理するように構成された  
フロント・エンド・プロセッサ、  
フロント・エンド・プロセッサに接続され、そして複数の復号データ・ストリームを供給  
するため連続相殺受信器処理手法に従ってシンボル・ストリームを処理し、さらにデータ  
・ストリームを伝送するために使用される MIMO チャンネルの特性を表すチャンネル状態情  
報 (CSI) を導出するように構成された少なくとも一つの受信プロセッサ、及び  
受信プロセッサに接続されて作動し、伝送のための CSI を送信器ユニットに戻して処理 50

するように構成された伝送データ・プロセッサ、  
 を具備する受信器ユニット；及び  
 伝送されたCSIを復元するため受信器ユニットからの一以上の信号を受信し、且つ処理  
 するように構成された少なくとも一つの復調器、及び  
 復元されたCSIに基づいて送信器ユニットへの伝送のデータを適応的に処理するように  
 構成された伝送データ・プロセッサ  
 を具備する送信器ユニット  
 とを具備する多元入力・多元出力(MIMO)通信システム。  
 【請求項48】

多元入力・多元出力(MIMO)通信システムにおける受信器ユニットであって：  
 複数の受信シンボル・ストリームを供給するため複数の受信信号を処理するように構成さ  
 れたフロント・エンド・プロセッサ；  
 各受信プロセッサが複数の処理段階を含み、各段階がそれぞれの復号データ・ストリーム  
 と復号データ・ストリームに関連するチャネル状態情報(CSI)とを供給するため入力  
 シンボル・ストリームを処理するように構成されており、フロント・エンド・プロセッサ  
 に接続され、複数の復号データ・ストリームを供給するために受信シンボル・ストリーム  
 を処理し、且つ続く段階のために修正シンボル・ストリームを選択的に供給するように構  
 成された少なくとも一つの受信プロセッサであって、ここでは各段階の入力シンボル・ス  
 トリームは受信シンボル・ストリームまたは前段階からの修正シンボル・ストリームのい  
 ずれかである、受信プロセッサ；及び  
 受信器ユニットからの伝送の復号データ・ストリームに関連するCSIを受信し、且つ処  
 理するように構成された伝送プロセッサであって、ここではデータ・ストリームは一部C  
 SIに基づいて伝送前に適応的に処理される、伝送プロセッサ  
 を具備する受信器ユニット。

【請求項49】  
 最後の段階を除く各段階が  
 復号データ・ストリームを供給するため入力シンボル・ストリームを処理するように構成  
 されたチャネル・プロセッサ、及び  
 復号データ・ストリーム及び入力シンボル・ストリームに基づいて修正シンボル・ストリ  
 ームを導出するように構成された干渉相殺器を含む、請求項48記載の受信器ユニット。

【請求項50】  
 各チャネルプロセッサが  
 復元シンボル・ストリームを供給するため入力シンボル・ストリームを処理するように構  
 成された入力プロセッサ、及び  
 復号データ・ストリームを供給するため復元シンボル・ストリームを処理するように構成  
 されたデータ・プロセッサを含む、請求項48記載の受信器ユニット。

【請求項51】  
 各入力プロセッサが  
 復元シンボル・ストリームを供給するため線形または非線形受信処理手法に従って入力シ  
 ンボル・ストリームを処理するように構成された第一のプロセッサ、及び  
 復元シンボル・ストリームの品質を評価するように構成されたチャネル品質評価器を含む  
 、請求項50記載の受信器ユニット。

【請求項52】  
 評価品質が信号対雑音プラス干渉比(SNR)を含む、請求項51記載の受信器ユニット。

【請求項53】  
 チャネル品質評価器がさらに品質評価に基づいて復元シンボル・ストリームについて支援  
 されるデータ率の指示を提供するように構成される、請求項51記載の受信器ユニット。

【請求項54】  
 チャネル品質評価器がさらに品質評価に基づいて復元シンボル・ストリームについて送信

10

20

30

40

50

器ユニットで使用する特定の処理手法の指示を提供するように構成される、請求項 5 1 記載の受信器ユニット。

【請求項 5 5】

評価品質が受信器ユニットの出力で検出される雑音プラス干渉レベルを表す誤差信号を含む、請求項 5 1 記載の受信器ユニット。

【請求項 5 6】

第一のプロセッサが入力シンボル・ストリームに線形空間処理を実行する、請求項 5 1 記載の受信器ユニット。

【請求項 5 7】

第一のプロセッサが入力シンボル・ストリームに空間・時間処理を実行する、請求項 5 1 10 記載の受信器ユニット。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般にデータ通信に関わり、特に改良されたシステム動作性能を提供するためチャネル状態情報を利用して多元入力・多元出力 (MIMO) 通信システムにおける新規で、改良された方法及び装置に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムは音声、データ等の様々な型の通信を提供するために広く配置されている。これらのシステムは符号分割多元接続 (CDMA)、時分割多元接続 (TDMA)、直交周波数分割多重化 (OFDM)、または他の多重通信技術に基づいている。OFDM システムはいくつかのチャネル環境に高い動作性能を提供する。

【0003】

地上通信システム (例えば、セルラー・システム、同報システム、多チャネル多地点分配システム (MMDS) など) では、送信器ユニットからの RF 変調信号はいくつかの伝送路を経由して受信器ユニットに到達する。伝送路の特性は一般的にフェージング及びマルチパスといったいくつかの要因のために時間で変化する。

【0004】

有害な路線影響に対してダイバシティを提供し、動作性能を改善するために、多数の送信及び受信アンテナがデータ伝送のために使用される。送信及び受信アンテナ間の伝送路が一次独立 (即ち、一路線上の伝送が他の路線上の伝送の一次結合として形成されない) ならば、それは一般的に少なくとも或る程度正しいが、正しくデータ伝送を受信する可能性はアンテナの数が増加するにつれて増加する。一般に、ダイバシティが増加し、送信及び受信アンテナ数が増加するにつれて動作性能は改善する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

多元入力・多元出力 (MIMO) 通信システムはデータ伝送のために多数 ( $N_T$ ) の送信アンテナと多数 ( $N_R$ ) の受信アンテナを使用する。 $N_T$  個の送信アンテナと  $N_R$  個の受信アンテナによって形成される MIMO チャネルは、 $N_c \leq \min \{N_T, N_R\}$  によって、 $N_c$  個の独立チャネルに分解される。 $N_c$  個の独立チャネルの各々はまた MIMO チャネルの空間サブチャネルと云われ、次元に対応する。多数の送信及び受信によって造られた追加の次元が利用されれば、MIMO システムは改善された動作性能 (例えば、伝送能力の増加) を提供することができる。

【0006】

従って、改善された動作性能を提供するため MIMO システムによって造られた追加の次元を利用するために送信器ユニット及び受信器ユニットの両方でデータ伝送を処理する技術の必要性が当技術分野においてある。

【課題を解決するための手段】

## 【0007】

本発明の形態は伝送データを復元するために多元入力・多元出力(MIMO)システムにおける受信器ユニットで受信信号を処理し、且つ、データ伝送に使用されるMIMOチャネルの評価特性に基づいて送信器ユニットでデータ処理を調整する技術を提供する。ある形態において、「連続相殺(successive cancellation)」受信器処理技術(以下に示される)が受信信号を処理するために使用される。別の形態では、チャネル特性が評価され、送信器システムに折返し通報され、そして伝送前のデータの処理(例えば、符号化、変調等)を調整する(即ち、適応する)ために使用される。連続消去受信器処理技術及び適応送信器処理技術の組合せを使用して、高動作性能がMIMOシステムについて達成される。

10

## 【0008】

本発明の特定実施例はMIMOシステムにおける送信器ユニットからMIMO通信システムにおける受信器ユニットへデータを送信する方法を提供する。その方法に従って、受信器ユニットにおいて、送信器ユニットから伝送された一以上の組合せを含む各信号によって、いくつかの信号はいくつかの受信アンテナ経由で初めに受信される。受信信号は、送信器ユニットから伝送されるデータ・ストリームの評価値である、いくつかの復号データ・ストリームを提供する連続相殺受信器処理技術に従って処理される。データを伝送するために使用されるMIMOチャネルの特性を示すチャネル状態情報(CSI)もまた決定され、送信器ユニットの元に伝送される。送信器ユニットでは、各データ・ストリームは受信CSIに従ってMIMOチャネル上の伝送前に適応できるように処理される。

20

## 【0009】

連続消去受信器処理手法は一般的に復号データ・ストリームを提供するために幾つかの反復を行い、各復号反復データ・ストリームについて一つの反復を行う。各反復について、いくつかの反復の入力信号は一以上のシンボル・ストリームを供給するために特定の線形または非線形処理手法に従って処理される。復号データ・ストリームを供給するためにシンボル・ストリームの一つが選択され、処理される。いくつかの修正信号はまた復号データ・ストリームによる成分を大凡除去した(即ち、相殺した)修正信号をよって、入力信号に基づいて導出される。最初の反復の入力信号は受信信号であり、続く各反復の入力信号は前の反復からの修正信号である。

## 【0010】

様々な線形及び非線形処理手法が入力信号を処理するために使用される。非分散チャネル(即ち、平坦なフェージング)について、チャネル相関行列反転(CCMF)技術、最小二乗平均誤差(MMSE)技術、または他の技術が使用される。そして、時間・分散チャネル(即ち、周波数選択的フェージング)について、MMSE線形等化器(MMSE-LE)、判断フィードバック等化器(DFE)、最大尤度系列等化器(MLSE)または幾つかの他の技術が使用される。

30

## 【0011】

利用可能なCSIは、例えば、データ伝送のために使用される各伝送チャネルの信号対雑音プラス干渉比(SNR)を含む。送信器ユニットでは、各伝送チャネルのデータはそのチャネルと関連するCSIに基づいて符号化され、そして各伝送チャネルの符号化データはさらにCSIに基づいて選択された変調手法に従って変調される。

40

## 【0012】

本発明はさらに、下記にさらに詳述されるように、その発明の形態、実施例、及び特徴を実施する方法、システム、及び装置を提供する。

本発明の特徴、本質、及び利点は同様な参照符号が全体にわたり対応して同一である図面と関連して取られる以下に始まる詳細な説明からさらに明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

## 【0013】

図1は本発明の様々な形態及び実施例を実施可能な多元入力・多元出力(MIMO)通信システム100の図である。システム100は第二のシステム150と通信する第一のシ

50

システム110を含む。システム100はスペクトル効率を増加させ、動作性能を向上させ、そして柔軟性を高めるためにアンテナ、周波数、及び一時的なダイバシティ（下に記述される）の組合せを使用して動作する。ある形態では、システム150はMIMOチャネルの特性を決定し、このように決定されたチャネル特性を表すチャネル状態情報（CSI）をシステム110に返報し、そしてシステム110は利用可能なCSIに基づいて伝送の前にデータの処理（例えば、符号化及び変調）を調整するように動作できる。別の形態では、システム150は、以下でさらに詳述されるように、高動作性能を提供するために幾分システム110からデータ伝送を処理するように動作できる。

#### 【0014】

システム110において、データ源112は送信（TX）データ・プロセッサ114にデータ（即ち、情報ビット）を提供し、それは特定の符号化手法に従ってデータを符号化し、特定のインタリーブ手法に基づいて符号化データをインタリーブ（即ち、再配列）し、データを伝送するために使用される一以上の伝送チャネルについてインタリーブ・ビットを変調シンボル中に写し込む。符号化はデータ伝送の信頼性を増大させる。インタリーブは符号化ビットについて時間ダイバシティを提供し、データを伝送するために使用される伝送チャネルについて平均信号対雑音プラス干渉比に基づいてデータの送信を容認し、フェージングに対抗し、さらに各変調シンボルを形成するために使用される符号化ビット間の相関を取除く。符号化ビットが多数の周波数サブチャネル上で伝送されれば、インタリーブはさらに周波数ダイバシティを提供する。ある形態では、図1で示されたように、符号化、インタリーブ、及びシンボル写し込み（またはその組合せ）はシステム110に利用可能なCSIに基づいて実行される。

#### 【0015】

伝送システム110における符号化、インタリーブ、及びシンボル写し込み（symbol mapping）は多数の手法に基づいて実行することができる。一つの特定の手法は、「無線通信システムのための符号化手法（CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM）」と題し、2001年2月1日に出願され、本発明の譲渡人に譲渡され、ここに引例により組込まれる米国特許出願第09/776,075号に記述されている。別の手法は以下でさらに詳述される。

#### 【0016】

MIMOシステム100は通信回線の伝送及び受信端の両方で多数のアンテナを使用する。これらの送信及び受信アンテナは送信ダイバシティ及び受信ダイバシティを含め、様々な形の空間ダイバシティ（即ち、アンテナ・ダイバシティ）を提供するために使用される。空間ダイバシティは多数の送信アンテナと一以上の受信アンテナの使用が特徴である。伝送ダイバシティは多数の送信アンテナ上でのデータの伝送が特徴である。一般的に、追加の処理が所望のダイバシティを達成するために送信アンテナから伝送されるデータについて実行される。例えば、異なる送信アンテナから伝送されるデータは時間的に遅延または再配列され、符号化され、そして利用可能な送信アンテナに亘ってインタリーブされる、等。受信ダイバシティは多数の受信アンテナ上での伝送信号の受信が特徴で、ダイバシティは異なる信号路を経由して信号を単に受信することによって達成される。

#### 【0017】

システム100はアンテナ、周波数、または時間ダイバシティ、またはその組合せを使用する各通信モードによる、いくつかの異なる通信モードで動作する。通信モードは、例えば、「ダイバシティ」通信モード及び「MIMO」通信モードを含む。ダイバシティ通信モードは通信回線の信頼性を改善するためにダイバシティを使用する。ダイバシティ通信モード、または「純粋な」ダイバシティ通信モードの一般の応用では、データは全ての利用可能な送信アンテナから受信者の受信器システムに伝送される。純粋なダイバシティ通信モードはデータ率要求が低い場合、またはSNRが低いとき、または双方共がそうであるとき使用される。MIMO通信モードは通信回線の両端でアンテナ・ダイバシティ（即ち、多数の送信アンテナ及び多数の受信アンテナ）を使用し、一般に信頼性を改善し、且つ通信回線の容量を増大させるために使用される。MIMO通信モードはさらにアンテナ

・ダイバシティとの組合せで周波数及び／または時間ダイバシティを使用する。

#### 【0018】

システム100は直交周波数分割変調(OFDM)を利用し、それは動作周波数帯域をいくつかの( $N_L$ )周波数サブチャネル(即ち、周波数ビン)に有効に分割する。各時間スロット(例えば、周波数サブチャネルの帯域に依存する特定の時間間隔)において、変調シンボルは $N_L$ 個の各周波数サブチャネル上で伝送される。

#### 【0019】

システム100はいくつかの伝送チャネル経路でデータを伝送するために動作する。上で述べたように、MIMOチャネルは $N_c < \min \{N_T, N_R\}$ によって、独立の $N_c$ チャネルに分解される。 $N_c$ 個の独立チャネルの各々はまたMIMOチャネルの空間サブチャネルと呼ばれる。OFDMを利用しないMIMOシステムについて、一般的にただ一つの周波数サブチャネルがあり、各空間サブチャネルは「伝送チャネル」と呼ばれる。OFDMを利用するMIMOシステムについて、各周波数サブチャネルの各空間サブチャネルは伝送チャネルと呼ばれる。

#### 【0020】

多数の送信及び受信アンテナによって造られる追加次元(additional dimensionalities)が利用されれば、MIMOシステムは改善された動作性能を提供することができる。これは送信器においてCSIの知識を必ずしも必要とするとは限らないが、送信器が送信アンテナから受信アンテナへの伝送特性を表すCSIで装備されるとシステムの効率及び動作性能の改善が可能である。伝送前の送信器におけるデータの処理はCSIが利用可能であるかどうかによって依存する。

#### 【0021】

利用可能なCSIは、例えば、各伝送チャネルの信号対雑音プラス干渉比(SNR)(即ち、OFDMなしのMIMOシステムについて各空間サブチャネルのSNR、またはOFDM付きMIMOシステムについて各周波数サブチャネルの各空間サブチャネルのSNR)を含む。この場合には、データはチャネルのSNRに基づき各伝送チャネルについて送信器において(例えば、適切な符号化及び変調手法を選択することによって)適応して処理される。

#### 【0022】

OFDMを使用しないMIMOシステムについて、TX MIMOプロセッサ120はTXデータ・プロセッサ114から変調シンボルを受信し、且つ逆多重化し、各送信アンテナのために変調シンボル・ストリームを、時間スロット当たり一変調シンボル供給する。そしてOFDMを使用するMIMOシステムについて、TX MIMOプロセッサ120は、各ベクトルが所定の時間スロットについて $N_L$ 個の周波数サブチャネルについて $N_L$ 個の変調シンボル含み、各送信アンテナに変調シンボル・ベクトルを供給する。変調シンボルまたは変調シンボル・ベクトルの各ストリームはそれぞれの変調器(MOD)122によって受信され、且つ変調されて、関連するアンテナ124経由で伝送される。

#### 【0023】

受信器システム150において、いくつかの受信アンテナ152は伝送信号を受信し、受信信号をそれぞれの復調器(DEMOD)154に供給する。各復調器154は変調器122において実行される処理に相補的な処理を実行する。全ての復調器154からの変調シンボルは受信(RX)MIMO/データ・プロセッサ156に供給され、伝送データ・ストリームを復元するために処理される。RX MIMO/データ・プロセッサ156はTXデータ・プロセッサ114及びTX MIMOプロセッサ120によって実行された処理に相補的な処理を実行し、復号データをデータ・シンク160に提供する。受信器システム150による処理は以下でさらに詳述される。

#### 【0024】

MIMOシステムの空間サブチャネル(またはさらに一般的に、OFDM付き、或いはなしのMIMOシステムにおける伝送チャネル)は、一般に異なる回線状態(例えば、異なるフェージング及びマルチパスの影響)を受け、そして異なるSNRを達成する。従って、

伝送チャネルの能力はチャネルによっては異なる。この能力は特定の動作性能レベル（例えば、特定のビット誤り率（BER）またはパケット誤り率（PER））で各伝送チャネル上で伝送される情報ビット率（即ち、変調シンボル当たりの情報ビットの数）によって定量化される。その上、回線状態は一般的に時間によって異なる。その結果、伝送チャネルについて支えられる情報ビット率は時間と共に変化する。伝送チャネルの能力をさらに十分に利用するために、回線状態を記述しているCSIは（一般的に送信器ユニットにおいて）決定され、その処理がそれに従って調整（または適応）されるように送信器ユニットに供給される。CSIは通信回線の特徴を表すあらゆる型の情報を含み、以下でさらに詳述されるように、様々な機構を経由して通報される。簡単のために、本発明の様々な形態及び実施例はCSIがSNRを含む以下に記述される。改良されたシステムの動作性能を提供するためCSIを決定、且つ利用するための技術は以下に記述される。 10

#### 【0025】

#### CSI処理付きMIMO送信器システム

図2はMIMO送信器システム110aの実施例のブロック図で、それはOFDMを利用しないが、（例えば、受信器システム150によって通報されたように）送信器システムに利用可能なCSIに基づいてその処理を調整することが可能である。送信器システム110aは図1におけるシステム110の送信器部分の一実施例である。システム110aは（1）変調シンボルを供給するため情報ビットを受信し、且つ処理するTXデータ・プロセッサ114a、及び（2） $N_t$ 個の送信アンテナについて変調シンボルを逆多重化するTX MIMOプロセッサ120aを含む。 20

#### 【0026】

図2で示された特定の実施例では、TXデータ・プロセッサ114aはいくつかのチャネル・データ・プロセッサ210に対して、 $N_c$ 個の伝送チャネルの各々について1プロセッサが接続されたデマルチプレクサ208を含む。デマルチプレクサ208は総情報ビットを受信し、且つ幾つか（最大 $N_c$ ）のデータ・ストリーム中、即ちデータ伝送のために使用される各伝送チャネルに関する1データ・ストリーム中に逆多重化する。各データ・ストリームはそれぞれのチャネル・データ・プロセッサ210に供給される。

#### 【0027】

図2で示された実施例では、各チャネル・データ・プロセッサ210は符号化器212、チャネル・インタリーブ器214、及びシンボル写し込み要素216を含む。符号化器212は符号化ビットを提供するため特定の符号化手法に従って受信データ・ストリーム中の情報ビットを符号化する。チャネル・インタリーブ器214はダイバシティを提供するため特定のインタリーブ手法に基づいて符号化ビットをインタリーブする。そして、シンボル写し込み要素216はデータ・ストリームを伝送するために使用される伝送チャネルについて変調シンボル中にインタリーブされたビットを写し込む。 30

#### 【0028】

パイロット・データ（例えば、既知パターンのデータ）は符号化され、処理された情報ビットによって多重化される。処理されたパイロット・データは情報ビットを伝送するために使用される伝送チャネルの全部または部分集合内で（例えば、時分割多重化（TDM）方式で）伝送される。以下で記述されるように、パイロット・データはチャネル評価を実行するために受信器で利用される。 40

#### 【0029】

図2に示されたように、データ符号化、インタリーブ、及び変調（またはその組合せ）は（例えば、受信器システム150によって通報されたように）利用可能なCSIに基づいて調整される。一つの符号化及び変調手法において、適応符号化は固定基本符号（例えば、 $1/3$ 率ターボ符号）を使用し、且つデータを伝送するために使用される伝送チャネルのSNRによって支えられるように、所望の符号率を達成するためパンクチャを調整することによって達成される。この手法について、パンクチャはチャネル・インタリーブの後で実行される。別の符号化及び変調手法では、異なる符号化手法が通報CSIに基づいて使用される。例えば、各データ・ストリームは独立の符号によって符号化される 50

。この手法に関して、「連続相殺」受信器処理手法が、以下でさらに詳述されるように、伝送データ・ストリームのさらに信頼できる評価を得るためにデータ・ストリームを検出し、且つ復号するために使用される。

#### 【0030】

シンボル写し込み要素 216 は非 2 元シンボルを形成するためにインタリーブ・ビットの集合をまとめ、伝送チャネルのために選択された特定の変調手法（例えば、QPSK、MPSK、M-QAM、またはいくつかの別な手法）に対応して信号群の中の一点に各非 2 元シンボルを写し込むように設計される。写し込まれた各信号点は変調シンボルに対応する。

#### 【0031】

特定の動作性能レベル（例えば 1% の PER）で各変調シンボルについて伝送される情報ビットの数は伝送チャネルの SNR に依存する。このように、各伝送チャネルについて符号化及び変調手法は利用可能な CSI に基づいて選択される。チャネル・インタリーブもまた利用可能な CSI に基づいて調整される。

#### 【0032】

表 1 はいくつかの SNR 範囲に使用される符号化率及び変調手法の様々な組合せの表である。各伝送チャネルの受持ちビット率は符号化率及び変調手法のいくつかの可能な組合せのいずれか一つを使用して達成される。例えば、変調シンボル当たり一つの情報ビットは、(1) 符号化率  $1/2$  と QPSK 変調、(2) 符号化率  $1/3$  と 8-PSK 変調、(3) 符号化率  $1/4$  と 16-QAM、または他のいくつかの符号化率と変調手法の組合せを使用して達成される。表 1 では、QPSK、16-QAM、64-QAM が表の SNR 範囲について使用される。8-PSK、32-QAM、128-QAM 等といった他の変調もまた使用でき、本発明の範囲内にある。

#### 【0033】

##### 【表 1】

SNR 範囲	情報ビット/ シンボルの数	変調シンボル	符号化ビット/ シンボルの数	符号化率
1. 5-4. 4	1	QPSK	2	$1/2$
4. 4-6. 4	1. 5	QPSK	2	$3/4$
6. 4-8. 35	2	16-QAM	4	$1/2$
8. 35-10. 4	2. 5	16-QAM	4	$5/8$
10. 4-12. 3	3	16-QAM	4	$3/4$
12. 3-14. 15	3. 5	16-QAM	6	$7/12$
14. 15-15. 55	4	64-QAM	6	$2/3$
15. 55-17. 35	4. 5	64-QAM	6	$3/4$
> 17. 35	5	64-QAM	6	$5/6$

TX データ・プロセッサ 114 a からの変調シンボルは、図 1 において TX MIMO プロセッサ 120 の一実施例である、TX MIMO プロセッサ 120 a に供給される。TX MIMO プロセッサ 120 a 内で、デマルチプレクサ 222 は  $N_c$  個のチャネル・データ・プロセッサ 210 から  $N_c$  (最大) 個の変調シンボル・ストリームを受信し、受信された変調シンボルを幾つかの ( $N_r$ ) 変調シンボル・ストリームで、変調シンボルを送送するために使用される各アンテナについて一つのストリームに逆多重化する。各変調シンボル・ストリームはそれぞれの変調器 122 に供給される。各変調器 122 は変調シン

ボルをアナログ信号に変換し、さらに増幅し、濾波（フィルタ）し、直角変調し、そして無線回線上での伝送に適した変調信号を生成するため信号をアップコンバートする。

【0034】

#### OFDM付きMIMO送信器システム

図3はOFDMを利用し、利用可能なCSIに基づいてその処理を調整することが可能なMIMO送信器システム110Cの実施例のブロック図である。TXデータ・プロセッサ114c内で、伝送される情報ビットはいくつか（最大 $N_L$ ）の周波数サブチャネル・データ・ストリーム中に、即ちデータ伝送に使用される各周波数サブチャネルについて1ストリーム中に逆多重化される。各周波数サブチャネル・データ・ストリームはそれぞれの周波数サブチャネル・データ・プロセッサ310に供給される。

10

【0035】

各データ・プロセッサ310はOFDMシステムのそれぞれの周波数サブチャネルについてデータを処理する。各データ・プロセッサ310は図2に示されたTXデータ・プロセッサと同様に実施される。この設計のために、データ・プロセッサ310は周波数サブチャネル・データ・ストリームをいくつかのデータ・サブストリーム中に、即ち周波数サブチャネルに使用される各空間サブチャネルについて1サブストリーム中に逆多重化するマルチプレクサを含む。各データ・サブストリームはそれから特定の伝送チャネル（即ち、その周波数サブチャネルのその空間サブチャネル）について変調シンボルを生成するためそれぞれのチャネル・データ・プロセッサによって符号化され、インタリーブされ、そしてシンボル写し込みされる。各伝送チャネルについての符号化及び変調は利用可能なCSIに基づいて調整される（例えば、受信器システムによって通報される）。各周波数サブチャネル・データ・プロセッサ310はこのように $N_c$ 個（最大）の空間サブチャネルについて $N_c$ 個（最大）の変調シンボル・ストリームを供給する。

20

【0036】

OFDMを利用するMIMOシステムについて、変調シンボルは多数の周波数サブチャネル上で、多数の送信アンテナから伝送される。MIMOプロセッサ120c内で、各データ・プロセッサ310からの $N_c$ 個の変調シンボル・ストリームはそれぞれのチャネルMIMOプロセッサ322に供給され、それは利用可能なCSIに基づいて受信変調シンボルを処理する。

【0037】

各チャネルMIMOプロセッサ322は各時間スロットについての $N_c$ 個の変調シンボルを $N_T$ 個の送信アンテナについての $N_T$ 個の変調シンボル中へ逆多重化する。各結合器324は最大 $N_L$ 個の周波数サブチャネルについての変調シンボルを受信し、各時間スロットについてのシンボルを変調シンボル・ベクトル $V$ 中へ結合し、そして変調シンボル・ベクトルを次の処理段階（即ち、それぞれの変調器122）へ供給する。

30

【0038】

MIMOプロセッサ120cはこのように $N_T$ 個の変調シンボル・ベクトル $V_1 \sim V_{N_T}$ を、即ち各送信アンテナについて1変調シンボル・ベクトルを供給するため変調シンボルを処理する。各変調シンボル・ベクトル $V$ は一つの時間スロットを被包し、そして変調シンボル・ベクトル $V$ の各要素は変調シンボルが伝達される唯一の副搬送波を持つ特定の周波数サブチャネルと関連する。

40

【0039】

図3はまたOFDMのための変調器122の実施例を示す。MIMOプロセッサ120cからの変調シンボル・ベクトル $V_1 \sim V_{N_T}$ は変調器122a～122tに供給される。図3で示された実施例では、各変調器122は逆高速フーリエ変換（IFFT）、巡回プレフィックス発生器322、及びアップコンバータ324を含む。

【0040】

IFFT320はIFFTを使用して各受信変調シンボル・ベクトルをその時間-領域表現に変換する（それはOFDMシンボルと呼ばれる）。IFFT320はある数（例えば、8、16、32等）の周波数サブチャネル上でIFFTを実行するように設計されてい

50

る。実施例では、OFDMシンボルに変換された各変調シンボル・ベクトルについて、巡回プレフィックス発生器322は特定の送信アンテナについての「伝送シンボル」を形成するためにOFDMシンボルの時間・領域表現の部分を繰返す。巡回プレフィックスは伝送シンボルがマルチパス遅延拡散に直面してその直交性を保持し、それによって有害なマルチパス効果に対して動作性能を向上させることを保証する。IFFT320及び巡回プレフィックス発生器322の実施は当技術分野では既知であり、ここでは詳述しない。

#### 【0041】

各巡回プレフィックス発生器322からの時間・領域表現（即ち、各アンテナの伝送シンボル）は変調信号を生成するためアップコンバータ324によって処理され（例えば、アナログ信号に変換され、変調され、増幅され、そして濾波され）、その後それはそれぞれのアンテナ124から伝送される。

#### 【0042】

OFDM変調はジョンA. C. ビンガム氏の「データ伝送に関するマルチキャリア変調：時間到来の概念 (Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come)」(IEEE Communications Magazine, May 1990) と題する論文にさらに詳述され、それは引例としてここに組込まれている。

#### 【0043】

図2及び3は本発明の様々な形態を実施することが可能なMIMO送信器の二つの設計を示す。他の送信器設計もまた実施され、本発明の範囲内にある。いくつかのこれらの送信器設計は、「マルチキャリア変調を使用した高効率、高性能通信システム (HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION)」と題し、2000年3月22日に出願された米国特許出願番号第09/532,492号、前述の米国特許出願番号第09/776,075号、及び2001年3月23日に提出された米国特許出願番号第09/826,481号「無線通信システムにおけるチャネル状態情報を利用する方法及び装置 (METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM)」にさらに詳述され、全ては本発明の譲請人に譲渡され、ここに引例として組込まれている。これらの特許出願はMIMO処理及びCSI処理をさらに詳細に記述している。

#### 【0044】

一般的に、送信器システム110はそのチャネルの伝送能力を記述している情報に基づいて各伝送チャネルについてのデータを符号化し、且つ変調する。この情報は一般的にCSIの形式である。データ伝送のために使用される伝送チャネルに関するCSIは一般的に受信器システムにおいて決定され、そして送信器システムに返報され、送信器システムはそれに従って符号化及び変調を調整するために情報を使用する。ここに記述された技術は多数の並列伝送チャネルを支えることが可能なMIMO、OFDM、または他の通信手法（例えば、CDMA手法）によって支えられる多数の並列伝送チャネルに適用可能である。

#### 【0045】

##### MIMO受信器システム

本発明の形態は、(1) 伝送データを復元するため連続相殺受信器処理手法に基づいてMIMOシステムにおける受信器システムで受信信号を処理し、(2) MIMOチャネルの評価特性に基づいて送信器システムでデータ処理を調整する技術を提供する。ある形態では、連続相殺受信器処理技術（以下で記述される）は受信信号を処理するために使用される。別の形態では、チャネル特性は受信器システムで評価され、送信器システムに返報され、送信器システムはデータ処理（例えば、符号化、変調等）を調整（即ち、適応）するためにその情報を使用する。連続相殺受信器処理技術及び適応送信器処理技術を組合せて使用して、高動作性能がMIMOシステムのために達成される。

#### 【0046】

図4は $N_T$ 個の伝送信号を復元するため $N_R$ 個の受信信号を処理する連続相殺受信器処理技術を図示するフロー図である。感単にするために、図4の次の記述は、(1) 伝送チャ

ネル（即ち、OFDMを利用しないMIMOシステムについての空間サブチャネル）の数は送信アンテナの数に等しい（即ち、 $N_c = N_T$ ）、及び（2）一つの独立したデータ・ストリームは各送信アンテナから伝送されることを仮定する。

【0047】

始めに、ステップ412では受信器システムは受信信号に含まれる多数の伝送信号の分離を試みるために $N_R$ 受信信号に線形及び/または非線型空間処理を行う。MIMOチャネルが「非分散的」（即ち、周波数非選択性または平坦なフェージング）であれば、線型空間処理が受信信号に行われる。MIMOチャネルが「時間分散的」（周波数選択性フェージング）ならば、追加の線形または非線形の時間処理を受信信号に行うことが必要あるいは望ましい。空間処理はチャネル相関行列反転（CCMI）技術、最小二乗平均誤差（MMSE）技術、または他の技術に基づいている。空間・時間処理はMMSE線形等化器（MMSE-LF）、判断フィードバック等化器（DFE）、最大尤度系列評価器（MLSE）、または他の技術に基づいている。いくつかのこれらの空間及び空間・時間処理技術は以下でさらに詳述される。達成可能な信号分離は伝送信号間の相関の量に依存し、伝送信号の相関が小さければ大きな信号分離が得られる。

【0048】

最初の空間または時間・空間処理ステップは $N_T$ 個の伝送信号の評価値である $N_T$ 個の「後処理された」信号を提供する。 $N_T$ 個の後処理信号に関するSNRはそれからステップ414で決定される。SNRは以下でさらに詳述されるように評価される。一実施例では、ステップ416で、SNRは最も高いSNRから最も低いSNRに順番に並べられ、そして最も高いSNRを有する後処理信号が選択され、さらに復号データ・ストリームを得るために処理される（即ち、検出される）。一般的に検出は選択された後処理信号を復調し、逆インタリーブし、且つ復号することを含む。復号データ・ストリームはこの反復において復元される伝送信号に関する伝送されたデータ・ストリームの評価値である。検出される特定の後処理信号はまた他のいくつかの手法に基づいて選択される（例えば、特定の信号は特に送信器システムで識別される）。

【0049】

ステップ418では、全ての伝送信号が復元できたかどうか決定が行われる。全ての伝送信号が復元されたならば、受信器処理は終了する。他の場合は、復号データ・ストリームによる干渉は次の伝送信号を復元するよう次の反復について「修正された」信号を生成するため受信信号から取除かれる。

【0050】

ステップ420では、復号データ・ストリームは各々の受信信号に関して復号データ・ストリームに対応する伝送信号によって提示される干渉の評価値を形成するために使用される。干渉は「再変調された」シンボルのストリームを得るため（このデータ・ストリームについて送信器で使用する同じ符号化、インタリーブ、及び変調手法を使用して）復号データ・ストリームを最初に再符号化し、再符号化データをインタリーブし、且つシンボル写し込みをすることによって評価することができる。再変調シンボル・ストリームは $N_T$ 個の送信アンテナの一つから以前に伝送され、そして $N_R$ 個の受信アンテナによって受信された変調シンボル・ストリームの評価値である。

【0051】

【数1】

このように、再変調シンボル・ストリームは復元伝送信号による $N_R$ 個の干渉信号を得るために、評価チャネル応答ベクトル $\underline{h}_i$ 中の $N_R$ 個の各要素によって巻込まれる。ベクトル $\underline{h}_i$ は $(N_R \times N_T)$ チャネル係数行列 $H$ の特定の列であり、それは特定の時間における $N_T$ 個の送信アンテナ及び受信アンテナについてMIMOチャネル応答の評価値を表し、データと共に伝送されるパイロット信号に基づいて導出される。

ステップ422では、 $N_R$  個の干渉信号は  $N_R$  個の修正信号を導出するために  $N_R$  個の対応する受信信号から減算される。復号データ・ストリームによる成分が伝送されなかったならば（即ち、干渉相殺が有効に実行されたと仮定する）、これらの修正信号は受信アンテナにおける信号を表す。

【0052】

ステップ412から416で行われる処理は別の伝送信号を復元するために（ $N_R$  個の受信信号の代りに） $N_R$  個の修正信号に関して繰返される。ステップ412から416はどのように復元される各伝送信号について繰返され、復元される別の伝送信号があればステップ412及び416が実行される。

【0053】

連続相殺受信器処理技術はこのようにいくつかの反復を、復元される各伝送信号について一回の反復を行う。各反復（最後を除いて）は送信信号の一つを復元し、次の反復について修正信号を生成する二部の処理を行う。第一部では、空間処理または時間-空間処理が  $N_R$  個の後処理信号を供給するために  $N_R$  個の受信信号に行われ、後処理信号の一つはこの送信信号に対応するデータ・ストリームを復元するために検出される。第二部（最後の反復については行う必要はない）では、復号データ・ストリームによる干渉は復元成分が除去された修正信号を導出するために受信信号から相殺される。初めに、最初の反復の入力信号は次式で表される受信信号である。

【0054】

【数2】

$$\mathbf{r}^1 = \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{bmatrix}, \quad \text{式 (1)}$$

ここで、 $\mathbf{r}$  は  $N_R$  個の受信信号のベクトルで、 $\mathbf{r}^1$  は連続相殺受信器処理手法の最初の反復の  $N_R$  個の入力信号のベクトルである。これらの入力信号は後処理信号を提供するため線形または非線形処理され、それは

【0055】

【数3】

$$\underline{x}^1 = \begin{bmatrix} x_1^1 \\ x_2^1 \\ \vdots \\ x_{N_T}^1 \end{bmatrix} \quad \text{式 (2)}$$

で表され、ここで $\underline{x}^1$ は最初の反復からの $N_T$ 個の後処理信号のベクトルである。後処理信号のSNRは評価することができ、それは

$$\underline{\gamma}^1 = [\gamma_1^1, \gamma_2^1, \dots, \gamma_{N_T}^1] \quad \text{式 (3)}$$

で表される。

後処理信号の一つは復号データ・ストリームを供給するよう（例えば、最も高いSNRを持つ後処理信号を）さらに処理するために選択される。この復号データ・ストリームは復元信号によって生成される干渉 $\hat{\underline{i}}^1$ を評価するために使用され、それは

【0056】  
【数4】

$$\hat{\underline{i}}^1 = \begin{bmatrix} \hat{i}_1^1 \\ \hat{i}_2^1 \\ \vdots \\ \hat{i}_{N_s}^1 \end{bmatrix} \quad \text{式 (4)}$$

で表される。干渉 $\hat{\underline{i}}^1$ は次の反復の入力信号ベクトル $\underline{x}^2$ を含む修正信号を導出するため、この反復の入力信号ベクトル $\underline{x}^1$ から減算される。干渉の相殺は

【0057】  
【数5】

$$\underline{x}^2 = \underline{x}^1 - \hat{\underline{i}}^1 = \begin{bmatrix} x_1^1 - \hat{i}_1^1 \\ x_2^1 - \hat{i}_2^1 \\ \vdots \\ x_{N_s}^1 - \hat{i}_{N_s}^1 \end{bmatrix} \quad \text{式 (5)}$$

で表される。

同じ処理はこの反復の入力信号を含むベクトル $\underline{x}^2$ によって次の反復のために繰返される。連続相殺受信器処理手法によって、一つの送信信号は各反復について復元され、そして $k$ 番目の反復において復元される $i$ 番目の伝送信号のSNR、 $\gamma_i^k$ 、はこの復元信号を伝送するために使用される伝送チャネルのCSIとして提供される。例として、最初の後処理信号 $x_1^1$ が最初の反復で復元され、第二の後処理信号 $x_2^1$ が第二の反復で復元され、等々、そして $N_T$ 番目の後処理信号 $x_{N_T}^1$ が最後の反復で復元されれば、この復元信号について通報されるCSIは(式) $\underline{\gamma} = [\gamma_1^1, \gamma_2^1, \dots, \gamma_{N_T}^1]$ で表される。

10

20

30

40

50

連続相殺受信器処理技術を使用して、元の $N_R$ 個の受信信号はこのように一度に一つの伝送信号を復元するよう連続して処理される。さらに、各復元伝送信号は次に送信信号を復元する処理の前に受信信号から取除かれる（即ち、相殺される）。伝送データ・ストリームが誤りなく（または最小の誤りで）復号できれば、及びチャネル応答評価が合理的に正確であれば、受信信号から以前に復元された伝送信号は有効である。干渉の相殺は一般に続いて復元される各伝送信号のSNRを改善する。このように、高い動作性能が全ての伝送信号（多分、復元される最初の伝送信号を除いて）について達成される。

【0058】

連続相殺受信器処理技術を使用する復元伝送信号についてのSNRの可能な改善は例によって例示される。この例では、一対の直交偏波アンテナが送信器と受信器の両方で使用され、MIMOチャネルは視野方向にあり、そして四つの独立したデータ・ストリームが一対の直交偏波アンテナの垂直及び水平の成分で伝送される。簡単にするために、垂直及び水平の成分が受信器で互いに干渉しないように直交偏波隔離が完全であると仮定する。受信器は一対の直交偏波受信アンテナの垂直及び水平成分で四つの信号を最初に受信し、これら四つの受信信号を処理する。直交偏波アンテナの垂直素子上の受信信号は高い相関があり、水平素子上の受信信号も同様に高い相関がある。

【0059】

MIMOチャネルを構成する二以上の送信・受信アンテナ対の間には強い比例関係があり、干渉を無効にする能力が劣化する。この場合には、線形空間処理は対の直交偏波アンテナの垂直及び水平成分で伝送される四つの独立したデータ・ストリームを分割するのに旨い。特に、各直交偏波送信アンテナ上の垂直成分は他の直交偏波送信アンテナ上の垂直成分と干渉し、同様な干渉は水平成分についても生じる。このように、四つの送信信号の各々に関するSNRは同じ偏波を持つ他のアンテナからの相関干渉により悪くなる。その結果、線形空間処理のみに基づく送信信号の容量は相関する干渉信号によって厳しく制約される。

【0060】

この例のMIMOチャネルの固有モードを吟味するとき、僅か二つの非ゼロ固有モード（即ち、垂直と水平の偏波）があることが分かる。「完全なCSI (full-CSI)」処理手法はこれら二つの固有モードを使用して二つの独立したデータ・ストリームだけを伝送するであろう。この場合に達成される容量 (capacity) は：

$$\text{容量} = 2 \cdot \log_2 (1 + \lambda_1 / \sigma^2)$$

で表され、ここで $\lambda_i / \sigma^2$ は $i$ 番目の固有モードの受信信号電力と熱雑音との比である。このように、この例のMIMOチャネルに関する完全なCSI処理手法の容量は二つの並列の付加白色ガウス雑音 (AWGN) チャネルの容量と同一で、各々は $\lambda_i / \sigma^2$ によって与えられるSNRを有する。

【0061】

連続相殺受信器処理技術によって、ステップ412において実行される線形空間処理は初めは（同じ偏波上の他の伝送信号からの雑音プラス干渉による）四つの伝送信号の各々のSNRが0dB以下の結果になる。追加の受信器処理が行われなければ、全体の容量は貧弱なものになるであろう。

【0062】

しかしながら、連続空間処理及び干渉相殺を適用することにより、続いて復元される伝送信号のSNRは改善することができる。例えば、復元される最初の送信信号は最初の直交偏波送信アンテナからの垂直偏波である。干渉相殺が効果的に行われれば（即ち、ゼロまたは最小の決定誤差及び正確なチャネル評価）、この信号は残りの三つの（まだ復元されない）伝送信号ともはや干渉しない（または有っても最小である）。この垂直偏波の干渉を取除くことは垂直偏波上で伝送されるまだ復元されない他の信号のSNRを改善する。直交偏波の隔離はこの簡単な例について完璧であると仮定されて、水平偏波上で伝送される二つの信号は垂直偏波上で伝送される信号と干渉しない。このように、効果的な干渉相殺によって、第二の直交偏波送信アンテナの垂直偏波上で伝送される信号は熱雑音電力に

よって（理論的に）制限される S N R で復元される。

【0063】

上の例では、垂直偏波から干渉を取除くことは水平偏波上で伝送される二つの信号の S N R に影響しない。このように、連続空間処理及び干渉相殺は水平偏波上で伝送される二つの信号に同様に適用される。これは低い S N R を持つ水平偏波上の第一の復元信号、及び熱雑音によって（理論的に）制限される S N R を持つ水平偏波上の第二の復元信号に帰着する。

【0064】

連続する空間処理及び干渉相殺を行う結果として、低い S N R を持つ二つの伝送信号は全体の容量に少ししか貢献しないが、高い S N R を持つ二つの伝送信号は全体の容量に可成り貢献する。

非分散及び分散チャネル

異なる受信及び（多分）伝送処理手法は M I M O チャネル特性に応じて使用され、それは分散或いは非分散の何れかで特徴付けられる。非分散 M I M O チャネルは平坦なフェージング（即ち、周波数非選択性フェージング）を受け、それはシステム帯域幅が狭いとき、さらに起こりうる。分散 M I M O チャネルは周波数非選択性フェージング（例えば、システム帯域幅の中で異なる減衰量）を受け、それはシステム帯域幅がある動作条件及び環境について広いとき、さらに起こりうる。連続相殺受信器処理技術は非分散及び分散 M I M O チャネルの両方について使用すると有利になりうる。

【0065】

非分散 M I M O チャネルについて、CCM I 及び MMSE といった線形空間処理技術は復調及び復号化の前に受信信号を処理するために使用される。これらの線形空間処理技術は不所望の信号を無効にし、他の信号からの雑音及び干渉の存在のもとで各構成信号の受信信号対干渉プラス雑音比を最大にするために受信器において使用される。

【0066】

【数6】

効果的に不所望の信号を無効にし、または信号対干渉プラス雑音比を最大にする能力は送信及び受信アンテナ間のチャネル応答を記述するチャネル係数行列  $H$  における相関関係に依存する。連続相殺受信器処理技術（例えば、CCM I または MMSE によって）は非分散 M I M O チャネルについて使用すると有利になりうる。

分散 M I M O チャネルについては、チャネルにおける時間分散がシンボル間の干渉（I S I）を導入する。動作性能を改善するため、特定のデータ・ストリームを復元しようと試みる広帯域受信器は全ての伝送信号からのシンボル間干渉と同様に他の伝送信号からの「クロストーク」を双方共に改善する必要があるであろう。連続相殺受信器処理技術は分散 M I M O チャネルを取扱うように拡張できる。クロストーク及びシンボル間干渉を取扱うために、（クロストークをよく取扱うが、シンボル干渉を効果的に扱えない）狭帯域受信器における空間処理は広帯域受信器における空間・時間処理と交換される。広帯域受信器では、連続相殺受信器処理技術は図4について上で述べたのと同様に使用される。しかしながら、ステップ412で実行される空間処理は空間・時間処理と交換される。

【0067】

一実施例では、MMSE 線形等化器（MMSE - LE）が広帯域受信器における空間・時間処理のために使用される。MMSE - LE 技術を使用して、空間・時間処理は狭帯域チャネルに関する空間処理と同様の形をとる。しかしながら、空間プロセッサにおける各「フィルタ・タップ」は以下でさらに詳述するように一以上のタップを含む。

【0068】

【数7】

20

30

40

50

チャネル評価（即ち、チャネル係数行列 $H$ ）が正確であるとき、MMSE-LE技術は空間-時間処理における使用に対して最も効果的である。

別の実施例では、判断フィードバック等化器（DFE）が広帯域受信器における空間-時間処理のために使用される。DFEは厳しい振幅歪みをもつチャネルに対して効果的で、既に検出されたシンボルからの干渉を相殺するために判断フィードバックを使用する非線形等化器である。データ・ストリームが誤りなし（または最小の誤り）で復号できれば、復号データ・ビットに対応する変調シンボルによって生成されるシンボル間干渉は効果的に相殺される。

【0069】

さらに別の実施例では、最大尤度系列評価器（MLSE）が空間-時間処理のために使用される。

チャネル評価が正確でないとき、DFE及びMLSE技術は動作性能の低下を低減し、または多分除去する。DFE及びMLSE技術は、「分散干渉を持つ最適空間-時間プロセッサ：統一解析及び必要なフィルタ長（Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span）」（IEEE Trans. on Communication, Vol. 7, No. 7, July 1999）と題する論文においてS. L. アリヤピスタクル氏ほかによってさらに詳述され、ここに引例として組込まれている。

【0070】

利用可能なCSI及び連続相殺受信器処理に基づく適応送信器処理はまた分散MIMOチャネルのために使用すると有利である。各空間-時間処理段階の出力からの復元信号のSNRはその伝送信号のCSIを含む。この情報はその伝送信号に関連するデータ・ストリームのための適切な符号化及び変調手法の選択を助けるために送信器にフィードバックされる。

【0071】

#### 受信器構造

図5は本発明の様々な形態及び実施例を実施することが可能な受信器システム150aのブロック図である。受信器システム150aは伝送信号を受信し、且つ復元するために連続相殺受信器処理技術を実施する。（最大） $N_r$ 個の送信アンテナからの伝送信号は $N_r$ 個のアンテナ152a～152rの各々によって受信され、それぞれの復調器（DEMOD）154（それはまたフロント・エンド・プロセッサと云われる）に送られる。例えば、受信アンテナ152aはいくつかのアンテナからいくつかの伝送信号を受信し、受信アンテナ152rは同様に多数の伝送信号を受信する。各復調器154はそれぞれの受信信号を調整（例えば、濾波及び増幅）し、調整された信号を中間周波数またはベースバンドにダウンコンバートし、標本を供給するためにダウンコンバート信号をデジタル化する。各復調器154は受信変調シンボルのストリームを生成するため受信パイロットと共に標本を復調し、それはRX MIMO/データ・プロセッサに供給される。

【0072】

OFDMがデータ伝送のために使用されれば、各復調器154はさらに図3に示された変調器122によって行われた処理に相補的な処理を行う。この場合には、各復調器154は標本の変換表現を生成するFFTプロセッサ（示されていない）を含み、変調シンボル・ベクトルのストリームを提供する。各ベクトルは $N_L$ 個の周波数サブチャネルについて $N_L$ 個の変調シンボルを含み、一つのベクトルは各時間スロットに提供される。 $N_r$ 個の全ての復調器のFFTプロセッサからの変調シンボル・ベクトル・ストリームはデマルチプレクサ（図5には示されていない）にそれから供給され、各FFTプロセッサからの変調シンボル・ベクトル・ストリームをいくつかの（最大 $N_L$ 個）変調シンボル・ストリームに「路を開ける（channelize）」。各周波数サブチャネルが独立に処理される（例えば、図3に示されたように）伝送処理手法について、デマルチプレクサはさらに（最大） $N_L$ 個の変調シンボル・ストリームの各々をそれぞれのRX MIMO/データ・プロセッサ

156に供給する。

【0073】

OFDMを利用するMIMOシステムについて、一つのRX MIMO/データ・プロセッサ156はデータ伝送のために使用される $N_L$ 個の周波数サブチャネルの各々に関する $N_R$ 個の受信アンテナからの $N_R$ 個の変調シンボル・ストリームを処理するために使用される。そして、OFDMを利用しないMIMOシステムについては、一つのRX MIMO/データ・プロセッサ156は $N_R$ 個の受信アンテナから $N_R$ 個の変調シンボル・ストリームを処理するために使用される。

【0074】

図5に示された実施例では、RX MIMO/データ・プロセッサ156はいくつかの連続（即ち、カスケード接続）受信器処理段510を含み、各伝送チャネルについて一段がデータ伝送のために使用される。一つの伝送処理手法では、一つのデータ・ストリームは各伝送チャネル上で伝送され、各データ・ストリームは（例えば、それ自身の符号化及び変調手法によって）独立して処理され、そしてそれぞれのアンテナから伝送される。この伝送処理手法に関して、データ・ストリームの数は伝送チャネルの数に等しく、それはデータ伝送に使用される送信アンテナの数に等しい（それは利用可能な送信アンテナの部分集合である）。明確にするため、RX MIMO/データ・プロセッサ156はこの伝送処理手法について記述される。

【0075】

各受信器処理段510（最後の段510nを除いて）は干渉相殺器530に接続されたチャネルMIMO/データ・プロセッサ520を含み、最後の段510nはチャネルMIMO/データ・プロセッサ520nのみを含む。最初の受信器処理段510aについて、チャネルMIMO/データ・プロセッサ520aは最初の伝送チャネル（または最初の伝送信号）にデータ・ストリームを供給するため復調器154aから154rからの $N_R$ 個の変調シンボル・ストリームを受信し、且つ処理する。そして、第二段510bから最後の段510nの各々について、その段のチャネルMIMO/データ・プロセッサ520はその段によって処理される伝送チャネルの復号データ・ストリームを導出するために前の段の干渉相殺器から $N_R$ 個の修正シンボル・ストリームを受信し、且つ処理する。各チャネルMIMO/データ・プロセッサ520はさらに関連する伝送チャネルにCSI（例えばSNR）を提供する。

【0076】

最初の受信器処理段510aについて、干渉相殺器530aは全 $N_R$ 個の復調器154から $N_R$ 個の変調シンボル・ストリームを受信する。そして、第二段から最後の段までの各々について、干渉相殺器530は前の段の干渉相殺器から $N_R$ 個の修正シンボル・ストリームを受信する。各干渉相殺器530は同じ段の中のチャネルMIMO/データ・プロセッサ520から復号データ・ストリームを受信し、そしてこの復号データ・ストリームによる受信変調シンボル・ストリームの干渉成分の評価値である $N_R$ 個の再変調シンボル・ストリームを導出するために処理（例えば、符号化、インタリーブ、変調、チャネル応答など）を行う。再変調シンボル・ストリームは減算（即ち、相殺）干渉成分を除く全てを含む $N_R$ 個の修正シンボル・ストリームを導出するため受信変調シンボル・ストリームから減算される。それから $N_R$ 個の修正シンボル・ストリームは次の段に供給される。

【0077】

図5において、RX MIMO/データ・プロセッサ156に接続された制御器540が示され、それはプロセッサ156によって行われる連続相殺受信器処理における様々なステップに向けて使用される。

図5は各データ・ストリームがそれぞれのアンテナ上で伝送されるとき（即ち、各伝送信号に対応して一つのデータ・ストリーム）、簡単な方法で利用できる受信器構造を示す。この場合には、各受信器処理段510は伝送信号の一つを復元するために作動され、復元伝送信号に対応する復号データ・ストリームを供給する。

【0078】

10

30

40

50

他のいくつかの伝送処理手法に関して、データ・ストリームは空間、周波数、及び時間ダイバシティをそれぞれ提供するために多数の送信アンテナ、周波数サブチャネル、及び／または時間間隔で伝送される。これらの手法に関して、受信器処理は初めに各周波数サブチャネルの各送信アンテナ上の伝送信号について受信変調シンボル・ストリームを導出する。多数の送信アンテナ、周波数サブチャネル、及び／または時間間隔についての変調シンボルは送信器システムにおいて行われる逆多重化のような相補的方法で結合される。そして、結合された変調シンボルのストリームは関連する復号データ・ストリームを提供するために処理される。

【0079】

#### 非分散チャネルのための空間処理技術

上で述べたように、いくつかの線形空間処理技術は他の伝送信号ストリームによって引き起こされる干渉から各伝送信号ストリームを復元するため非分散チャネルを経由して受信される信号を処理するために使用される。これらの技術はCCMI、MMSE、及び恐らくは他の技術を含む。線形空間処理は $N_R$ 個の入力信号に関して各チャネルMIMO/データ・プロセッサ520内で行われる。最初の受信器処理段510aについて、入力信号は受信アンテナからの $N_R$ 個の受信信号である。そして、続く各段については、上述のように、入力信号は前の段の干渉相殺器からの $N_R$ 個の修正信号である。明確にするために、CCMI及びMMSE技術は最初の段について記述される。しかしながら、続く各段の処理は入力信号を適切に代用して同様の方法で行われる。特に、続く各段では、前の段で検出された信号が相殺されると仮定され、従って、以下に記述されるように、チャネル係数行列の次元は各段で低減される。

【0080】

$N_T$ 個の送信アンテナと $N_R$ 個の受信アンテナを持つMIMOシステムでは、 $N_R$ 個のアンテナの出力における受信信号は

【0081】

【数8】

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n},$$

式(6)

で表され、ここで $\mathbf{r}$ は受信シンボル・ベクトル（即ち、受信アンテナから導出されるように、MIMOチャネルから出力される $N_R \times 1$ ベクトル）、 $\mathbf{H}$ はチャネル係数行列、 $\mathbf{x}$ は伝送シンボル・ベクトル（即ち、MIMOチャネルへ入力される $N_T \times 1$ ベクトル）、そして $\mathbf{n}$ は雑音プラス干渉を表す $N_R \times 1$ ベクトルである。受信シンボル・ベクトル $\mathbf{r}$ は特定の時間スロットにおいて $N_R$ 個の受信アンテナを経由して受信される $N_R$ 個の信号からの $N_R$ 個の変調シンボルを含む。同様に、伝送シンボル・ベクトル $\mathbf{x}$ は特定の時間スロットにおいて $N_T$ 個の送信アンテナ経由で伝送される $N_T$ 個の信号中に $N_T$ 個の変調シンボルを含む。チャネル係数行列 $\mathbf{H}$ はさらに

【0082】

【数9】

10

20

30

40

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \wedge \ \mathbf{h}_{N_T}] \quad \text{式 (6a)}$$

と書くことができ、ここでベクトル  $\mathbf{h}_i$  は  $i$  番目の送信アンテナに関連するチャネル係数を含む。連続相殺処理における続く各ステップで、以前に相殺された信号に関連する式 (6 a) における列ベクトルは取除かれる。簡単にするために、伝送信号は関連チャネル係数ベクトルが式 (6 a) の記載と同じ順序で相殺されると仮定すると、連続相殺処理における  $k$  番目の段で、チャネル係数ベクトルは以下である。

【0083】

【数10】

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_k \ \mathbf{h}_{k+1} \ \wedge \ \mathbf{h}_{N_T}] \quad \text{式 (6b)}$$

#### CCMI 技術

【0084】

【数11】

CCMI 空間処理技術に関して、受信器システムは最初に受信シンボル・ベクトル  $\mathbf{r}$  に対するチャネル適合滤波 (channel matched filter) 操作を行う。適合滤波された出力は

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}, \quad \text{式 (7)}$$

で表すことができ、ここで上付き記号  $H$  は転置複素共役を表す。正方行列  $\mathbf{R}$  はチャネル係数行列  $\mathbf{H}$  とその共役転置行列  $\mathbf{H}^H$  の積 (即ち、 $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ ) を表すために使用される。

チャネル係数行列  $\mathbf{H}$  は、例えば、データと共に伝送されるパイロット・シンボルから導出される。

「最適な」受信を行い、且つ伝送チャネルの SNR を評価するために、伝送データ・ストリーム中に既知のいくつかのシンボルを挿入し、一以上の伝送チャネル上で既知のシンボルを伝送するとしばしば都合がよい。そのような既知のシンボルはまたパイロット・シンボルまたはパイロット信号と云われる。パイロット信号及び/またはデータ伝送に基づいて単一伝送チャネルを評価する方法は当技術分野において利用可能ないくつかの論文に見出される。そのような一つのチャネル評価方法は、「応用をもつ基準援用コヒーレント CDMA 通信の最適受信、動作性能限界、及びカットオフ率解析 (Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications)」(IEEE Transaction On Communication, Oct. 19 99) と題する論文において F. リング氏によって記述されている。

【0085】

【数12】

このまたは他のいくつかのチャネル評価方法は当技術分野では既知のように、チャネル係数行列 $\mathbf{H}$ を導出するために行列形式に拡張される。

伝送シンボル・ベクトル $\mathbf{x}'$ の評価値は適合濾波ベクトル $\mathbf{H}^H \mathbf{x}$ を $\mathbf{R}$ の逆数（或いは、疑似逆数）で乗算することによって得られ、それは

$$\begin{aligned}\mathbf{x}' &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{n}'\end{aligned}\quad \text{式 (8)} \quad 10$$

で表すことができる。上の式から、伝送シンボル・ベクトル $\mathbf{x}$ は受信シンボル・ベクトルを適合濾波し（即ち、行列 $\mathbf{H}^H$ で乗算し）、濾波された結果を逆正方行列 $\mathbf{R}^{-1}$ で乗算することによって復元されることが観察できる。

CCMI 技術に関して、処理後の受信シンボル・ベクトル（即ち、 $\mathbf{x}'$  の  $i$  番目の要素）の SNR は

$$SNR_i = \frac{|\mathbf{x}'_i|^2}{\sigma_n^2} \quad \text{式 (9)} \quad 20$$

で表すことができる。 $i$  番目のシンボルの分散 (variance)  $|\mathbf{x}'_i|^2$  が平均して 1 (1. 0) に等しければ、処理後の受信シンボル・ベクトルは

$$SNR_i = \frac{1}{f_h \sigma_n^2}.$$

で表される。雑音分散は  $1/\sqrt{f_h}$  によって受信シンボル・ベクトルの  $i$  番目の要素を尺度化 (scaling) することによって正規化される。 30

変調シンボル・ストリームが複製され、多数の送信アンテナ上で伝送されれば、これらの変調シンボルは結合された変調シンボルを形成するために共に集計される。例えば、データ・ストリームが全てのアンテナから伝送されれば、全  $N_T$  個のアンテナに対応する変調シンボルは集計され、結合された変調シンボルは

【0 0 8 6】

【数 1 3】

$$\mathbf{x}'_{\text{total}} = \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\mathbf{x}'_i}{f_h} \quad \text{式 (10)} \quad 40$$

で表される。代りに、送信器はいくつかまたは全ての送信アンテナ上の同じ符号化及び変調手法を使用して伝送チャネル上の一以上のデータ・ストリームを伝送するために作動される。この場合には、ただ一つの SNR（例えば、平均 SNR）が共通の符号化及び変調手法が適用される伝送チャネルのために必要とされる。例えば、同じ符号化及び変調手法が全ての送信アンテナに適用されれば、結合された変調シンボルの SNR、即ち、 $SNR_{\text{total}}$  が導出される。この  $SNR_{\text{total}}$  は  $N_T$  個の送信アンテナからの変調シンボルの SNR の合計に等しい最大の結合 SNR を持つであろう。結合 SNR は

【0 0 8 7】

【数 1 4】 50

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_T} SNR_i = \frac{1}{\sigma_a^2} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{\gamma_i} \quad \text{式 (11)}$$

で表される。

図6Aは上述のCCMI技術を実施することが可能なチャネルMIMO/データ・プロセッサ520xの実施例のブロック図である。チャネルMIMO/データ・プロセッサ520xはRXデータ・プロセッサ620に接続された(CCMI処理を行う)プロセッサ610xを含む。

【0088】

10

【数15】

プロセッサ610x内で、受信変調シンボル・ベクトル $\underline{x}$ は適合フィルタ614によって濾波され、それは各ベクトル $\underline{x}$ を上式(7)で示した共役転置チャネル係数行列 $\underline{H}^H$ と左から乗算する。チャネル係数行列 $\underline{H}$ は、当技術分野では知られているように、従来のパイロット援用単一及びマルチキャリア・システムに使用されるものと様にパイロット信号に基づいて評価される。上で示されたように、行列 $\underline{R}$ は式 $\underline{R} = \underline{H}^H \underline{H}$ に従って計算される。濾波されたベクトルは、上の式(8)で示されたように、伝送変調シンボル・ベクトル $\underline{x}$ の評価値 $\underline{x}'$ を形成するために逆正方行列 $\underline{R}^{-1}$ をもつ乗算器616でさらに左から乗算される。

20

或る伝送処理手法について、データ・ストリームの伝送に使用される多数の送信アンテナに対応する評価変調シンボル・ストリームは結合器618に供給され、それは時間、空間、及び周波数に渡って冗長な情報を結合する。そして、結合された変調シンボル $\underline{x}'$ はRXデータ・プロセッサ620に供給される。他のいくつかの伝送処理手法に関して、評価変調シンボル $\underline{x}'$ はRXデータ・プロセッサ620に直接(図6Aには示されていない)供給される。

30

プロセッサ610xはこのように送信器システムから伝送されるデータ・ストリームの数に対応するいくつかの独立したシンボル・ストリームを生成する。各シンボル・ストリームは送信器システムでシンボル写し込み後の変調シンボルに対応し、及びその評価値である復元変調シンボルを含む。そして、(復元された)シンボル・ストリームはRXデータ・プロセッサ620に供給される。

【0089】

上で述べたように、RX MIMO/データ・プロセッサ156中の各段510はその段の入力信号中に含まれる伝送信号の一つ(例えば、最高のSNRを持つ伝送信号)を復元し、且つ復号する。伝送信号のSNRの評価はCSIプロセッサ626によって行われ、上述の式(9)及び(11)に基づいて実行される。そして、CSIプロセッサ626は復元及び復号化のために選択された(例えば、「最良の」)伝送信号についてCSI(例えば、SNR)を提供し、さらに選択された伝送信号を識別する制御信号を提供する。

40

【0090】

図7はRXデータ・プロセッサ620の実施例のブロック図である。この実施例では、RXデータ・プロセッサ620中の選択器710は前の線形空間プロセッサからいくつかのシンボル・ストリームを受信し、CSIプロセッサ626からの制御信号によって示されたように、選択された伝送信号に対応するシンボル・ストリームを抽出する。代替実施例では、RXデータ・プロセッサ620は、選択された伝送信号に対応するシンボル・ストリームを供給され、ストリーム抽出はCSIプロセッサ626からの制御信号に基づく結

50

合器 618 によって行われる。いずれにせよ、抽出された変調シンボル・ストリームは復調要素 712 に供給される。

【0091】

各伝送チャンネルのためのデータ・ストリームがチャンネルの SNR に基づいて独立に符号化及び変調される図 2 で示された送信器の実施例について、選択された伝送チャンネルの復元変調シンボルは伝送チャンネルのために使用される変調手法に相補的な復調手法（例えば、M-PSK、M-QAM）に従って復調される。そして、復調要素 712 からの復調データはチャンネル・インタリーブ器 214 によって行われる方法に相補的な方法で逆インタリーブ器 714 によって逆インタリーブされ、逆インタリーブされたデータは符号化器によって行われる方法に相補的な方法で復号器 716 によって復号される。例えば、ターボまたは畳込み符号化がそれぞれ送信器で行われれば、ターボ復号器またはビタビ復号器が復号器 716 として使用される。復号器 716 からの復号データ・ストリームは復元されつつある伝送データ・ストリームの評価値を表す。

【0092】

【数 16】

図 6A を振返って参照して、評価変調シンボル  $\underline{x}'$  及び/または結合変調シンボル  $\underline{x}''$  はまた CSI プロセッサ 626 に供給され、それは伝送チャンネルの各々について SNR を評価する。

例えば、CSI プロセッサ 626 は受信されたパイロット信号に基づいて雑音共分散行列  $\phi$  を評価し、式 (9) 及び (11) に基づいて  $i$  番目の伝送チャンネルの SNR を算定する。当技術分野で知られているように SNR は従来のパイロット援用単一及びマルチキャリア・システムと同様に評価される。全ての伝送チャンネルに関する SNR はこの伝送チャンネルについて送信器システムに返報される CSI を含む。CSI プロセッサ 626 はさらに RX データ・プロセッサ 620 または結合器 618 に選択された伝送チャンネルを識別する制御信号を提供する。

【0093】

【数 17】

評価変調シンボル  $\underline{x}'$  はさらにチャンネル評価器 622、及びチャンネル係数行列  $\underline{H}$  をそれぞれ評価し、正方向行列  $\underline{R}$  を導出する行列プロセッサ 624 に供給される。パイロット・データ及び/またはトラフィック・データに対応する評価変調シンボルはチャンネル係数行列  $\underline{H}$  の評価のために使用される。

図 5 を振返って参照して、最初の段 510a への入力信号は全ての伝送信号を含み、続く各段への入力信号は前の段によって相殺された一つの伝送信号（即ち、一つの項）を含む。このように、最初の段 510a 中のチャンネル MIMO/データ・プロセッサ 520a はチャンネル係数行列  $\underline{H}$  を評価し、且つ続く全ての段にこの行列を提供するように設計され、且つ作動する。

受信器システム 150 によって送信器システムへ返報される CSI 情報は、RX MIMO/データ・プロセッサ 156 中の段によって決定されるように、伝送チャンネルに関する SNR を含む。

MMSE 技術

【0094】

【数 18】

MMSE空間処理技術について、受信器システムは伝送シンボル・ベクトル  $\mathbf{x}$  の最初の MMSE 評価値  $\hat{\mathbf{x}}$  を導出するために重み係数行列  $\mathbf{M}$  と受信シンボル・ベクトル  $\mathbf{r}$  の乗算を最初に行い、それは

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{M}\mathbf{r} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{r}\end{aligned}\quad \text{式 (12)}$$

で表すことができ、ここで

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{式 (13)}$$

行列  $\mathbf{M}$  は最初の MMSE 評価  $\hat{\mathbf{x}}$  と伝送シンボル・ベクトル  $\mathbf{x}$  との間の誤差ベクトル  $\mathbf{e}$  (即ち、 $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ ) の平均二乗誤差が最小になるように選択される。

MMSE 技術について伝送チャネルの SNR を決定するために、信号成分が最初にある  $\mathbf{x}$  の  $\hat{\mathbf{x}}$  の平均に基づいて決定され、付加雑音上で平均され、それは

$$\begin{aligned}E[\hat{\mathbf{x}} | \mathbf{x}] &= E[\mathbf{M}\mathbf{r} | \mathbf{x}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} E[\mathbf{r}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\mathbf{x} \\ &= \mathbf{V}\mathbf{x},\end{aligned}\quad \text{20}$$

で表すことができ、ここで行列  $\mathbf{V}$  は

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H (\phi_{nn} + \mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1}.$$

で表すことができる。

最初の MMSE 評価値  $\hat{\mathbf{x}}$  の  $i$  番目の要素  $\hat{x}_i$  は

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{in}x_n + \dots + v_{iN_R}x_{N_R} \quad \text{式 (14)}$$

で表すことができる。全ての  $\hat{\mathbf{x}}$  の要素が相関がなく、且つゼロ平均を待てば、 $\hat{\mathbf{x}}$  の  $i$  番目の要素の期待値は

$$E[\hat{x}_i | \mathbf{x}] = v_{i1}x_1 \quad \text{式 (15)}$$

で表すことができる。

式(15)で示されたように、 $\hat{x}_i$  は  $x_i$  のバイアスされた評価値であり、このバイアスは改善された動作性能を得るために取除くことができる。バイアスされない  $x_i$  の評価値は  $v_{i,i}$  によって  $\hat{x}_i$  を除算することにより得ることができる。このように、 $\underline{x}$ 、 $\underline{\hat{x}}$  のバイアスされない最小二乗平均誤差評価値はバイアスされた評価値  $\underline{\hat{x}}$  を次のように対角行列  $\underline{D}_V^{-1}$  を予め乗算することによって得られる：

$$\underline{\hat{x}} = \underline{D}_V^{-1} \underline{\hat{x}}, \quad \text{式 (16)}$$

ここで

$$\underline{D}_V^{-1} = \text{diag}(1/v_{1,1}, 1/v_{2,2}, \dots, 1/v_{N_R N_R}) , \quad \text{式 (17)}$$

そして  $v_{i,i}$  は行列  $\underline{V}$  の対角要素である。

雑音プラス干渉を決定するために、バイアスされない評価値  $\underline{\hat{x}}$  とシンボル・ベクトル  $\underline{x}$  と間の誤差  $\underline{\hat{e}}$  は

$$\begin{aligned} \underline{\hat{e}} &= \underline{x} - \underline{D}_V^{-1} \underline{\hat{x}} \\ &= \underline{x} - \underline{D}_V^{-1} \underline{H}^H (\underline{H} \underline{H}^H + \underline{\phi}_{nn})^{-1} \underline{r} \end{aligned} \quad \text{式 (18)}$$

で表すことができる。

MMSE技術について、処理後の受信シンボル・ベクトル（即ち、 $\underline{\hat{x}}$  の  $i$  番目の要素）のSNRは

$$SNR_i = \frac{E[|\hat{x}_i|^2]}{u_{ii}} \quad \text{式 (18)}$$

で表すことができ、ここで  $u_{ii}$  は誤差ベクトル  $\underline{\hat{e}}$  の  $i$  番目の分散であり、行列  $\underline{U}$  は

$$\underline{U} = \underline{I} - \underline{D}_V^{-1} \underline{V} - \underline{V} \underline{D}_V^{-1} + \underline{D}_V^{-1} \underline{V} \underline{D}_V^{-1} . \quad \text{式 (19)}$$

で表すことができる。  $i$  番目の伝送シンボル  $x_i$  の分散  $\overline{|x_i|^2}$  が平均して1 (1. 0) であれば、及び式(19)から  $u_{ii} = \frac{1}{v_{ii}} - 1$  であれば、処理後の受信シンボル・ベクトルのSNRは

$$SNR_i = \frac{v_{ii}}{1 - v_{ii}} . \quad \text{式 (20)}$$

で表される。評価変調シンボル  $\underline{\hat{x}}$  はCCMI技術について上で記述されたように、結合された変調シンボルを得るために結合される。

図6Bは上で記述されたMMSE技術を実施することが可能なチャネルMIMO/データ・プロセッサ520yの実施例のブロック図である。チャネルMIMO/データ・プロセッサ520yはRXデータ・プロセッサ620に接続された(MMSE処理を行う)プロセッサ610yを含む。

10

20

30

40

50

【0096】  
【数20】

式(8)で示したように、プロセッサ610y内で、受信変調シンボル・ベクトル $\mathbf{E}$ は伝送シンボル・ベクトルの評価値 $\hat{\mathbf{x}}$ を形成するために乗算器634によって行列 $\mathbf{M}$ で左乗算される。CCMI技術に類似して、行列 $\mathbf{H}$ 及び $\mathbf{G}$ は受信パイロット信号及び／またはデータ伝送に基づいて評価される。そして、行列 $\mathbf{M}$ は式(9)に従って計算される。式(12)において上で示されたように、評価値 $\hat{\mathbf{x}}$ はさらに伝送シンボル・ベクトル $\mathbf{E}$ のバイアスされない評価値 $\hat{\mathbf{x}}$ を形成するために、乗算器634によって対角行列 $\mathbf{D}_V^{-1}$ と左乗算される。

10

【0097】  
【数21】

さらに、或る伝送処理手法について、データ・ストリームを伝送するために使用されるいくつかの送信アンテナに対応する評価変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}$ のいくつかのストリームは結合器638に供給され、それは時間、空間、及び周波数に渡って冗長な情報を結合する。そして、結合された変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}''$ はRXデータ・プロセッサ620に供給される。他のいくつかの伝送処理手法について、評価変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}$ はRXデータ・プロセッサ620に直接(図6Bには示されていない)供給される。RXデータ・プロセッサ620は、上で記述したように、復元されつつあるデータ・ストリームに対応する変調シンボル・ストリームを復調し、逆インターリーブし、そして復号する。

20

【0098】  
【数22】

評価変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}$ 及び／または結合変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}''$ はまたCSIプロセッサ626に供給され、それは各々の伝送信号のSNRを評価する。例えば、CSIプロセッサ626は式(18)または式(20)に基づいてi番目の伝送信号のSNRを評価する。選択された伝送信号のSNRは送信器システムに返報される。CSIプロセッサ626はさらにRXデータ・プロセッサ620または結合器618に選択された伝送信号を識別する制御信号を供給する。

30

評価変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}$ はさらに式(13)及び(17)に基づいて、それぞれ、行列 $\mathbf{M}$ 及び対角行列 $\mathbf{D}_V^{-1}$ を導出する適応プロセッサ642に供給される。

40

#### 時間分散チャネルのための空間・時間処理技術

上で述べたように、いくつかの空間・時間処理技術は時間分散チャネルを経由して受信される信号を処理するために使用される。これらの技術は非分散チャネルについて上で記述された空間処理技術に関連してMMSE-LE、DFE、MLSE、及び恐らくは他の技術といった時間領域チャネル等化技術の使用を含む。空間・時間処理は各チャネルMIMO/データ・プロセッサ520の中で $N_R$ 個の入力信号について行われる。

【0099】

50

MMSE - L E 技術

時間分散の存在のもとでは、チャネル係数行列  $\underline{H}$  は遅延次元上にとり、行列  $\underline{H}$  の各要素は係数ではなくて一次伝達関数として振舞う。この場合には、チャネル係数行列  $\underline{H}$  はチャネル伝達関数行列  $\underline{H}(\tau)$  の形式で書くことができ、それは

$$\underline{H}(\tau) = [h_{i,j}(\tau)] \quad \text{但し、} 1 \leq i \leq N_R \quad \text{及び} \quad 1 \leq j \leq N_T \quad \text{式 (21)}$$

で表すことができ、ここで  $h_{i,j}(\tau)$  は  $j$  番目の送信アンテナから  $i$  番目の受信アンテナへの一次伝達関数である。一次伝達関数  $h_{i,j}(\tau)$  の結果として、受信信号ベクトル  $\underline{x}(t)$  はチャネル伝達関数行列  $\underline{H}(\tau)$  の伝送信号ベクトル  $\underline{x}(\tau)$  との畳込みであり、それは

【0 1 0 0】

【数 2 3】

10

$$\underline{x}(t) = \int \underline{H}(\tau) \underline{x}(t-\tau) d\tau \quad \text{式 (22)}$$

で表すことができる。

復調機能（図 5 の復調器 154 によって実行される）の一部として、受信信号は受信標本を提供するために標本化される。一般性を失うことなく、時間分散チャネル及び受信信号は次の記述における個別時間表現で表される。最初に、遅延  $k$  における  $j$  番目の送信アンテナと関連するチャネル伝達関数ベクトル  $\underline{h}_j(k)$  は

【0 1 0 1】

【数 2 4】

20

$$\underline{h}_j(k) = [h_{1j}(k) \ h_{2j}(k) \wedge \ h_{N_R j}(k)]^T \quad \text{for } 0 \leq k \leq L, \quad \text{式 (23)}$$

で表すことができ、ここで  $h_{i,j}(k)$  は  $j$  番目の送信アンテナと  $i$  番目の受信アンテナとの間の経路に関連するチャネル伝達関数の  $k$  番目のタップ加重、 $L$  はチャネル時間分散の（標本間隔における）最大の範囲である。次に、遅延  $k$  における  $N_R \times N_T$  チャネル伝達関数行列は

【0 1 0 2】

【数 2 5】

30

$$\underline{H}(k) = [\underline{h}_1(k) \ \underline{h}_2(k) \wedge \ \underline{h}_{N_T}(k)] \quad \text{for } 0 \leq k \leq L \quad \text{式 (24)}$$

で表すことができる。

そして、標本時間  $n$  における受信信号ベクトル  $\underline{x}(n)$  は

【0 1 0 3】

【数 2 6】

$$\underline{r}(n) = \sum_{k=0}^L \underline{H}(k) \underline{x}(n-k) + \underline{n}(n) = \underline{H} \underline{x}(n) + \underline{n}(n), \quad \text{式 (25)}$$

で表すことができ、ここで $\underline{H}$ は標本化チャネル行列伝達関数 $\underline{H}(k)$ を表す $N_R \times (L+1)$   $N_T$ ブロック構造の行列で、

$$\underline{H} = [\underline{H}(0) \ \underline{H}(1) \ \wedge \ \underline{H}(L)]$$

で表すことができ、 $\underline{x}(n)$ は $L+1$ 標本間隔に獲得された受信標本の $L+1$ 個の各ベクトルが $N_R$ 個の受信アンテナについて $N_R$ 個の標本を含むベクトル系列で、

10

$$\underline{x}(n) = \begin{bmatrix} \underline{x}(n) \\ \underline{x}(n-1) \\ \vdots \\ \underline{x}(n-L) \end{bmatrix}.$$

で表すことができる。

MMSE線形空間-時間プロセッサは、時間 $n$ において、 $2K+1$ 、 $N_R \times N_T$ 加重行列 $\underline{M}(k)$ の系列をもつ受信信号ベクトル $\underline{r}(n)$ の系列の畳込みを実行することによって 20 伝送シンボル・ベクトルの評価値を次のように計算する：

【0 1 0 4】

【数 2 7】

$$\hat{\underline{x}}(n) = \sum_{k=-K}^K \underline{M}(k) \underline{r}(n-k) = \underline{M} \underline{r}(n), \quad \text{式 (26)}$$

ここで $\underline{M} = [\underline{M}(-K) \ \wedge \ \underline{M}(0) \ \wedge \ \underline{M}(K)]$ 、 $K$ は等化器フィルタの遅延範囲を決定するパラメータで、そして

30

$$\underline{r}(n) = \begin{bmatrix} \underline{r}(n+K) \\ \vdots \\ \underline{r}(n) \\ \vdots \\ \underline{r}(n-K) \end{bmatrix}.$$

加重行列 $\underline{M}(k)$ の系列は平均二乗誤差を最小にするように選択され、それは

$$\epsilon = E \{ |\underline{e}^H(k) \underline{e}(k)| \} \quad \text{式 (27)}$$

で表すことができ、ここで誤差は

【0 1 0 5】

【数 2 8】

40

$$\underline{e}(k) = \hat{\underline{x}}(k) - \underline{x}(k). \quad \text{式 (28)}$$

で表すことができる。

MMSEの解は一次制約式：

【0 1 0 6】

【数 2 9】

$$\sum_{k=-K}^K \underline{\mathbf{M}}(k) \underline{\mathbf{R}}(k-\lambda) = \begin{cases} 0, & -K \leq \lambda < -L \\ \underline{\mathbf{H}}^H(-\lambda), & -L \leq \lambda \leq 0 \\ 0, & 0 < \lambda \leq K \end{cases}, \quad \text{式 (29)}$$

を満たす加重行列  $\underline{\mathbf{M}}(k)$  の系列として記述でき、ここで  $\underline{\mathbf{R}}(k)$  は  $N_R \times N_R$  空間 - 時間相関行列の系列で、それは

【0107】

【数30】

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = E\{\underline{\mathbf{r}}(n-k) \underline{\mathbf{r}}^H(n)\} = \begin{cases} \sum_{m=\max(0,-k)}^{\min(L,L-k)} \underline{\mathbf{H}}(m) \underline{\mathbf{H}}^H(m+k) + \underline{\phi}_z(k), & -L \leq k \leq L \\ \underline{\phi}_z(k), & \end{cases} \quad \text{式 (30)}$$

10

で表すことができ、ここで  $\underline{\phi}_z(k)$  は雑音自己相関関数で、それは

$$\underline{\phi}_z(k) = E\{z(\lambda-k) z^H(\lambda)\} \quad \text{式 (31)}$$

で表すことができる。白色（時間的に相関のない）雑音については、 $\underline{\phi}_z(k) = \sigma_z^2 \delta(k)$  で、この場合の  $\underline{\phi}_z$  は空間相関行列のみを表す。等しい電力をもつ空間的及び時間的に相関のない雑音については、 $\underline{\phi}_z(k) = \sigma_z^2 \mathbf{I} \delta(k)$  である。

20

式 (29) はさらに

【0108】

【数31】

$$\underline{\mathbf{M}} \underline{\mathbf{R}} = \underline{\hat{\mathbf{H}}}^H, \text{ or } \underline{\mathbf{M}} = \underline{\hat{\mathbf{H}}}^H \underline{\mathbf{R}}^{-1}, \quad \text{式 (32)}$$

として表すことができ、ここで  $\underline{\mathbf{R}}$  は  $\underline{\mathbf{R}}(j-k)$  によって与えられるブロック  $j, k$  をもつブロック-Toeplitzであり、そして

$$\underline{\hat{\mathbf{H}}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(K-L)N_R \times N_T} \\ \underline{\mathbf{H}}(L) \\ \underline{\mathbf{H}}(L-1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{H}}(0) \\ \mathbf{0}_{K, N_R \times N_T} \end{bmatrix},$$

30

ここで  $\mathbf{0}_{m \times n}$  はゼロの  $m \times n$  行列である。

上に記載されたMMSE空間処理について、シンボル評価値と関連するSNRを決定するために、バイアスしない平均二乗誤差評価値が導出される。最初に、上で導出されたMMSE-L E評価値について、

40

【0109】

【数32】

$$\begin{aligned}
 E[\hat{x}(n)|x(n)] &= \underline{M}E[\underline{r}(n)|x(n)] \\
 &= [\underline{M}(-K)\underline{H}x(n+K) + \Lambda + \underline{M}(0)\underline{H}x(n) + \Lambda + \underline{M}(K)\underline{H}x(n-K)]
 \end{aligned}$$

式 (33)

ここで予測値は雑音上で取られる。変調シンボルが時間の相関がなく、そして期待値が上記（時間  $n$  に伝送されない全ての伝送信号成分）のシンボル間干渉にわたってとられると仮定すると、期待値は

【0 1 1 0】

【数 3 3】

$$\begin{aligned}
 E[\hat{x}(n)|x(n)] &= \underline{M}E[\underline{r}(n)|x(n)] \\
 &= [\underline{M}(0)\underline{H}(0) + \underline{M}(-1)\underline{H}(1) + \Lambda + \underline{M}(-L)\underline{H}(L)]x(n) \\
 &= \underline{M}\tilde{\underline{H}}x(n) \\
 &= \underline{V}x(n)
 \end{aligned}$$

式 (34)

で表すことができ、ここで

【0 1 1 1】

【数 3 4】

$$\underline{V} = \underline{M}\tilde{\underline{H}} = \tilde{\underline{H}}^H \underline{R}^{-1} \tilde{\underline{H}}$$

最後に、他の空間のサブチャネルからの干渉にわたって平均した後、時間  $n$  において  $i$  番目のアンテナからの信号の平均値は

【0 1 1 2】

【数 3 5】

$$E[\hat{x}_i(n)|x_i(n)] = v_{ii}x_i(n),$$

式 (35)

で表すことができ、ここで  $v_{ii}$  は  $\underline{V}$  の  $i$  番目の対角要素 ( $v_{ii}$  はスカラーである) で、 $\hat{x}_i(n)$  は MMSE - LE 評価値の  $i$  番目の要素である。

【0 1 1 3】

【数 3 6】

$$\underline{D}_V^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \Lambda, 1/v_{N_r N_r}),$$

式 (36)

を定義することにより、時間  $n$  における伝送信号ベクトルのバイアスしない MMSE - LE 評価値は

【0 1 1 4】

【数 3 7】

$$\tilde{\underline{x}}(n) = \underline{D}_V^{-1} \hat{\underline{x}}(n) = \underline{D}_V^{-1} \underline{M}\underline{r}(n).$$

式 (37)

で表すことができる。バイアスしない MMSE - LE 評価値に関連する誤差共分散行列は

【0 1 1 5】

10

20

30

40

50

【数 3 8】

$$\begin{aligned}\varphi_{ee} &= \underline{U} = E\left\{\left[\underline{x}(n) - \underline{D}_v^{-1} \underline{M} \underline{r}(n)\right] \left[\underline{x}(n) - \underline{r}^H(n) \underline{M}^H \underline{D}_v^{-1}\right]\right\} \\ &= \underline{I} - \underline{D}_v^{-1} \underline{Y} - \underline{Y} \underline{D}_v^{-1} + \underline{D}_v^{-1} \underline{Y} \underline{D}_v^{-1}\end{aligned}\quad \text{式 (38)}$$

で表すことができる。i 番目の送信アンテナ上で伝送されるシンボルの評価値に関連する SNR は最後に

【0 1 1 6】

【数 3 9】

10

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}} = \frac{v_{ii}}{1 - v_{ii}} \quad \text{式 (39)}$$

で表すことができる。

MMSE - LE 技術は図 6 B におけるチャネル MIMO / データ・プロセッサによって実施される。この場合には、乗算器 6 3 4 は、式 (2 6) に示されたように、受信信号ベクトル  $\underline{r}(n)$  の系列と加重行列  $\underline{M}(k)$  の系列との畳込みを行うように設計することができる。

【0 1 1 7】

【数 4 0】

20

乗算器 6 3 4 は、式 (3 7) に示されたように、バイアスのない MMSE - LE 評価値  $\hat{\underline{x}}$  を導出するために評価値  $\hat{\underline{x}}$  と対角行列  $\underline{D}_v^{-1}$  との左乗算を行うように設計することができる。適応プロセッサ 6 4 2 は式 (3 2) に示された加重行列  $\underline{M}(k)$  の系列、及び式 (3 6) に示された対角行列  $\underline{D}_v^{-1}$  を導出するように設計することができる。続く処理は MMSE 技術について上で述べたのと同様の方法で達成される。i 番目の送信アンテナから伝送されるシンボル・ストリームの SNR は式 (3 9) に基づいて CSI プロセッサ 6 2 6 によって評価される。

30

#### DFE 技術

図 6 C は DFE 空間 - 時間等化技術を実施することが可能なチャネル MIMO / データ・プロセッサ 5 2 0 z の実施例のブロック図である。チャネル MIMO / データ・プロセッサ 5 2 0 z は DFE 処理を行い、RX データ・プロセッサ 6 2 0 に接続された空間 - 時間プロセッサ 6 1 0 z を含む。

【0 1 1 8】

DFE 技術に関して、受信変調シンボル・ベクトル  $\underline{r}(n)$  は復元されるデータ・ストリームについて評価変調シンボルを提供するために順方向受信プロセッサ 6 5 4 によって受信し、且つ処理される。順方向受信プロセッサ 6 5 4 は上で記述された CCM I または MMSE 技術または他のいくつかの線形空間同等化技術を実施する。そして、加算器 6 5 6 は歪み成分を取除いた等化変調シンボルを提供するためフィードバック・プロセッサによって評価変調シンボルを提供された評価歪み成分を結合する。初めに、評価歪み成分はゼロで、等化変調シンボルは単に評価変調シンボルである。加算器 6 5 6 からの等化変調シンボルは復号データ・ストリームを供給するために RX データ・プロセッサ 6 2 0 によって復調され、且つ復号される。

40

【0 1 1 9】

復号データ・ストリームは送信器における変調シンボルの評価値である、再変調シンボルを提供するためチャネル・データ・プロセッサ 2 1 0 x によって再符号化され、且つ再変

50

調される。チャネル・データ・プロセッサ 210x は、例えば、図 2 に示されたようにデータ・ストリームについて送信器で行ったのと同じ処理（例えば、符号化、インタリーブ、及び変調）を行う。チャネル・データ・プロセッサ 210x からの再変調シンボルは評価歪み成分を導出するためにシンボルを処理するフィードバック・プロセッサ 658 に供給される。フィードバック・プロセッサ 658 は線形空間等化器（例えば、線形トランスバーサル等化器）を実施する。

【0120】

時間  $n$  における伝送シンボル・ベクトルの得られた評価値は、

【0121】

【数 41】

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \sum_{k=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(k) \mathbf{r}(n-k) + \sum_{k=1}^{K_2} \underline{\mathbf{M}}_b(k) \hat{\mathbf{x}}(n-k), \quad \text{式 (40)}$$

10

で表すことができ、ここで  $\mathbf{r}(n)$  は式 (25) で与えられる受信変調シンボルのベクトル、 $\hat{\mathbf{x}}(n)$  はチャネル・データ・プロセッサ 210x によって提供されるシンボル決定のベクトル、 $\underline{\mathbf{M}}_f(k)$ 、 $-K_1 \leq k \leq 0$  は順方向受信プロセッサ 654 によって使用される  $(K_1+1) \times (N_T \times N_R)$  フィード・フォワード係数行列の系列、そして  $\underline{\mathbf{M}}_b(k)$ 、 $1 \leq k \leq K_2$  はフィードバック・プロセッサによって使用される  $K_2 \times (N_T \times N_R)$  フィードバック係数行列の系列である。式 (40) はまた

20

【0122】

【数 42】

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \underline{\mathbf{M}}_f \mathbf{r}(n) + \underline{\mathbf{M}}_b \hat{\mathbf{x}}(n), \quad \text{式 (41)}$$

で表すことができ、ここで、

【0123】

【数 43】

$$\underline{\mathbf{M}}_f = [\underline{\mathbf{M}}(-K_1) \ \underline{\mathbf{M}}(-K_1+1) \ \dots \ \underline{\mathbf{M}}(0)], \quad \underline{\mathbf{M}}_b = [\underline{\mathbf{M}}(1) \ \underline{\mathbf{M}}(2) \ \dots \ \underline{\mathbf{M}}(K_2)],$$

30

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(n-1) \\ \hat{\mathbf{x}}(n-2) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{x}}(n-K_2) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{r}(n+K_1) \\ \mathbf{r}(n+K_1-1) \\ \vdots \\ \mathbf{r}(n) \end{bmatrix}.$$

MMSE 標準が係数行列を見出すために使用されれば、平均二乗誤差  $E\{\mathbf{e}^H(k) \mathbf{e}(k)\}$

40

を最小にする  $\underline{\mathbf{M}}_f$  及び  $\underline{\mathbf{M}}_b$  の解が使用でき、誤差  $\mathbf{e}(k)$  は

$$\mathbf{e}(k) = \hat{\mathbf{x}}(k) - \mathbf{x}(k).$$

で表される。フィード・フォワード・フィルタについての MMSE の解は、

$$\underline{\mathbf{M}}_f = \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \quad \text{式 (42)}$$

で表すことができ、ここで

【0124】

50

【数 4 4】

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(K_1+L)N_R \times N_R} \\ \mathbf{H}(L) \\ \mathbf{H}(L-1) \\ \vdots \\ \mathbf{H}(0) \end{bmatrix}.$$

そして、 $\tilde{\mathbf{R}}$  は  $N_R \times N_R$  ブロックで作られた  $(K_1+1)N_R \times (K_1+1)N_R$  である。 $\tilde{\mathbf{R}}$  の  $(i, j)$  ブロックは、

10

【0 1 2 5】

【数 4 5】

$$\tilde{\mathbf{R}}(i, j) = \sum_{m=0}^{K_1-i+1} \mathbf{H}(m) \mathbf{H}^H(m+i-j) + \sigma^2 \mathbf{I} \delta(i-j). \quad \text{式 (43)}$$

で与えられる。

20

フィードバック・フィルタについての MMSE の解は、

【0 1 2 6】

【数 4 6】

$$\mathbf{M}_b(k) = - \sum_{j=-K_1}^0 \mathbf{M}_f(j) \mathbf{H}(k-j), \quad 1 \leq k \leq K_2. \quad \text{式 (44)}$$

である。上で記述された MMSE - LE における同様に、バイアスのない評価値は伝送シンボル・ベクトルの条件付の平均値を見出すことによって決定される：

30

【0 1 2 7】

【数 4 7】

$$E[\hat{\mathbf{x}}(n) | \mathbf{x}(n)] = \mathbf{M}_f \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{x}(n) = \mathbf{V}_{\text{dfe}} \mathbf{x}(n), \quad \text{式 (45)}$$

ここで  $\mathbf{V}_{\text{dfe}} = \mathbf{M}_f \tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}$  次に、 $\hat{x}_i(n)$  の  $i$  番目の要素の平均値は

【0 1 2 8】

【数 4 8】

$$E[\hat{x}_i(n) | x_i(n)] = v_{\text{dfe}, ii} x_i(n),$$

40

で表され、ここで  $v_{\text{dfe}, ii}$  は  $\mathbf{V}_{\text{dfe}}$  の  $i$  番目の要素である。バイアスしない評価値を形成するために、上で示されたものと同様に、その要素が  $\mathbf{V}_{\text{dfe}}$  の対角要素の逆数である対角行列は最初に、

【0 1 2 9】

【数 4 9】

$$\mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} = \text{diag}(v_{\text{dfc},11}, v_{\text{dfc},22}, \Lambda, v_{\text{dfc},N_r N_r}) \quad \text{式 (46)}$$

として定義される。そして、バイアスしない評価値は

【0 1 3 0】  
【数5 0】

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \mathbf{M}_f \mathbf{r}(n) + \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \mathbf{M}_b \hat{\mathbf{x}}(n) \quad \text{式 (47)}$$

で表される。その結果生じる誤差共分散行列は

【0 1 3 1】  
【数5 1】

10

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{ee} &= \mathbf{U}_{\text{dfc}} = E \left\{ \left[ \mathbf{x}(n) - \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} (\mathbf{M}_f \mathbf{r}(n) + \mathbf{M}_b \hat{\mathbf{x}}(n)) \right] \left[ \mathbf{x}^H(n) - (\mathbf{r}^H(n) \mathbf{M}_f^H + \hat{\mathbf{x}}^H(n) \mathbf{M}_b^H) \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \right] \right\} \\ &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \mathbf{V}_{\text{dfc}} - \mathbf{V}_{\text{dfc}} \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} + \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \mathbf{V}_{\text{dfc}} \mathbf{D}_{\text{vdfc}}^{-1} \end{aligned}$$

式 (48)

20

によって与えられる。そして、i 番目の送信アンテナ上で伝送されるシンボルの評価値に関連する SNR は、

【0 1 3 2】  
【数5 2】

$$\text{SNR}_i = \frac{1}{u_{\text{dfc},ii}} = \frac{v_{\text{dfc},ii}}{1 - v_{\text{dfc},ii}} \quad \text{式 (49)}$$

30

で表すことができる。

DFE技術によって、復号データ・ストリームは既に復号された情報ビットによって発生した歪みの評価値を得るために使用される。データ・ストリームが誤りなしで（または最小の誤りで）復号されれば、歪み成分は正確に評価でき、既に復号された情報ビットによってもたらされたシンボル間干渉は効果的に相殺される。順方向受信プロセッサ654及びフィードバック・プロセッサ658によって行われた処理は一般的に等化変調シンボルにおけるシンボル間干渉の平均二乗誤差(MSE)を最小にするために同時に調整される。DFE処理はアリヤビスタクル氏等によって前述の論文でさらに詳述されている。

【0 1 3 3】

#### 干渉の相殺

40

図8は干渉相殺器530xのブロック図で、それは図5における干渉相殺器530の一実施例である。干渉相殺器530x内では、同じ段の中のチャンネルMIMO/データ・プロセッサ520からの復号データ・ストリームはMIMO処理前の送信器の変調シンボル及びチャンネルの歪みの評価値である、再変調シンボルを提供するためチャンネル・データ・プロセッサ210yによって再符号化され、インタリーブされ、且つ再変調される。チャンネル・データ・プロセッサ210yはデータ・ストリームについて送信器で行われたのと同じ処理（例えば、符号化、インタリーブ、及び変調）を行う。そして、再変調されたシンボルはチャンネル・シミュレータ810に供給され、それは復号データ・ストリームによる干渉の評価値を提供するため評価チャンネル応答によってシンボルを処理する。

【0 1 3 4】

50

【数 5 3】

非分散チャネルについて、チャネル・シミュレータ 810 は、データ・ストリームが復元されつつある  $i$  番目の送信アンテナと  $N_R$  個の各受信アンテナ間のチャネル応答の評価値であるベクトル  $\hat{\mathbf{h}}_i$  で、 $i$  番目の送信アンテナに関連する再変調シンボル・ストリームを乗算する。ベクトル  $\hat{\mathbf{h}}_i$  は、

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \begin{bmatrix} \hat{h}_{i,1} \\ \hat{h}_{i,2} \\ \vdots \\ \hat{h}_{i,N_R} \end{bmatrix}, \quad \text{式 (50)} \quad 10$$

で表され、それは

【0 1 3 5】  
【数 5 4】

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{1,1} & \hat{h}_{2,1} & \Lambda & \hat{h}_{N_T,1} \\ \hat{h}_{1,2} & \hat{h}_{2,2} & \Lambda & \hat{h}_{N_T,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{h}_{1,N_R} & \hat{h}_{2,N_R} & \Lambda & \hat{h}_{N_T,N_R} \end{bmatrix}. \quad \text{式 (51)} \quad 20$$

で表すことができる評価チャネル応答行列  $\hat{\mathbf{H}}$  の一つの列である。行列  $\hat{\mathbf{H}}$  は同じ段の中のチャネル MIMO/データ・プロセッサ 520 によって提供される。

$i$  番目の送信アンテナに対応する再変調シンボル・ストリームが  $\mathbf{x}_i$  で表されれば、復元伝送信号による評価干渉成分  $\hat{\mathbf{i}}'$  は、

【0 1 3 6】  
【数 5 5】

$$\hat{\mathbf{i}}' = \begin{bmatrix} \hat{h}_{i,1} \cdot \mathbf{x}_i \\ \hat{h}_{i,2} \cdot \mathbf{x}_i \\ \vdots \\ \hat{h}_{i,N_R} \cdot \mathbf{x}_i \end{bmatrix}. \quad \text{式 (52)} \quad 30$$

干渉ベクトル  $\hat{\mathbf{i}}'$  中の  $N_R$  個の要素は  $i$  番目の送信アンテナ上で伝送されるシンボル・ストリームによる  $N_R$  個の各受信アンテナにおいて受信信号成分に対応する。

ベクトルの各要素は対応する受信変調シンボル・ストリームにおける復号データ・ストリームによる評価成分を表す。これらの成分は  $N_R$  個の受信変調シンボル・ストリーム（即ち、ベクトル  $\mathbf{E}^k$ ）における残り（未検出）の伝送信号で、復号データ・ストリームから取除いた成分をもつ修正ベクトル  $\mathbf{E}^{k+1}$  を提供するため加算器によって受信信号ベク 50

トル $\mathbf{x}^k$  から減算（相殺）される。この相殺は上の式（5）で示されたように表すことができる。式（5）で示されたように、修正ベクトル $\mathbf{x}^{k+1}$  は次の受信器処理段へ入力ベクトルとして供給される。

【0137】  
【数56】

分散させるチャネルについて、ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_i$  は式（23）で定義されたチャネル伝達関数ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_i(k)$   $0 \leq k \leq L$  の評価値で置換される。したがって、時間 $n$ における評価干渉ベクトル $\hat{\mathbf{i}}'(n)$ は

$$\hat{\mathbf{i}}'(n) = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^L \hat{h}_{i1}(k) \mathbf{x}_i(n-k) \\ \sum_{k=0}^L \hat{h}_{i2}(k) \mathbf{x}_i(n-k) \\ \vdots \\ \sum_{k=0}^L \hat{h}_{iM}(k) \mathbf{x}_i(n-k) \end{bmatrix}, \quad \text{式 (53)}$$

10

で表され、ここで $\mathbf{x}_i(n)$  は時間 $n$ についての再変調シンボルである。式（54）は再変調シンボルを各送信アンテナ対に関するチャネル応答評価値で効果的に畳み込む。

20

簡単にするため、図5に示された受信器のアーキテクチャは（受信または修正）変調シンボル・ストリームを各受信器処理段510に供給し、これらのストリームは前に復号されたデータ・ストリームによる干渉成分が取除かれて（即ち、相殺されて）いる。図5に示された実施例では、各段はその段によって復号されたデータ・ストリームによる干渉成分を取除く。他のいくつかの設計では、受信変調シンボル・ストリームは全ての段に供給され、各段は（前の段から供給される）前に復号された全てのデータ・ストリームから干渉成分の相殺を行う。干渉の相殺はまた一以上の段について（例えば、データのSNRが高ければ）飛ばしてもよい。図5に示された受信器のアーキテクチャに対する変更は行ってもよく、本発明の範囲内にある。

30

【0138】

#### CSIの導出及び通報

簡単にするため、本発明の様々な形態及び実施例はどこでCSIがSNRを含むかを上で述べてきた。一般に、CSIは通信回線の特徴を表しているあらゆる型の情報を含む。様々な型の情報はCSIとして提供され、そのいくつかの例は以下に記述される。

【0139】

一実施例では、CSIは信号対雑音プラス干渉比（SNR）を含み、それは雑音プラス干渉電力に対する信号電力の比として導出される。SNRは一般的にデータ伝送のために使用される各伝送チャネル（例えば、各伝送データ・ストリーム）について評価され、且つ提供されるが、総合のSNRもまたいくつかの伝送チャネルについて提供される。SNR評価値は特定の数のビットを持つ値に量子化される。一実施例では、SNR評価値は、例えば、ルックアップ表を使用してSNRインデックスに写し込まれる。

40

【0140】

別の実施例では、CSIは信号電力及び干渉プラス雑音電力を含む。これら二つの成分はデータ伝送のために使用される各伝送チャネルのために別々に導出され、且つ提供される。

さらに、別の実施例では、CSIは信号電力、干渉電力、及び雑音電力を含む。これら三つの成分はデータ伝送のために使用される各伝送チャネルのために導出され、且つ提供される。

50

## 【0141】

さらに、別の実施例では、CSIは信号対雑音比プラス観測可能な各干渉項目についての干渉電力の表(list)を含む。この情報はデータ伝送のために使用される各伝送チャネルについて導出され、且つ提供される。

さらに、別の実施例では、CSIは行列形式における信号成分(例えば、全ての送信-受信アンテナ対に関する $N_T \times N_R$ 複合入力)及び行列形式における雑音プラス干渉成分(例えば、 $N_T \times N_R$ 複合入力)を含む。そして、送信器ユニットは、データ伝送のために使用される各伝送チャネルのための品質(例えば、受信器ユニットに受信される各伝送データ・ストリーム)を導出するために、適切な送受信アンテナ対のために信号成分及び雑音プラス干渉成分を組合わせる。

10

## 【0142】

さらに、別の実施例では、CSIは伝送データ・ストリームについてデータ率表示器を含む。データ伝送のために使用される伝送チャネルの品質は最初に(例えば、伝送チャネルのために評価されたSNRに基づいて)決定され、そして決定されたチャネル品質に対応するデータ率が(例えば、ルックアップ表に基づいて)識別される。識別されたデータ率は必要レベルの動作性能で伝送チャネル上で伝送される最大のデータ率を表す。そして、効率よく符号化できるデータ率が写し込まれ、データ率表示器(DRI)に表される。例えば、(最大)7個の可能なデータ率が送信器ユニットによって支援されるとすると、3ビットの値がDRIを表すために使用され、そこでは、例えば、ゼロはゼロのデータ率(即ち、送信アンテナを使用しない)を示し、1から7は7個の異なるデータ率を示すために使用される。一般的な実施では、品質測定(例えば、SNR評価値)は、例えば、ルックアップ表に基づいて直接DRIに写し込まれる。

20

## 【0143】

さらに、別の実施例では、CSIは各伝送データ・ストリームについて送信器ユニットで使用される特定の処理手法の指示を含む。この実施例では、表示器は所望の動作性能レベルを達成するため伝送データ・ストリームのために使用される特定の符号化手法及び特定の変調手法を識別する。

## 【0144】

さらに、別の実施例では、CSIは伝送チャネルの品質の特定の指標のために差分表示器を含む。初めに、伝送チャネルのSNRまたはDRIまたは他の品質測定が基準測定値として決定され、通報される。それ以降、伝送チャネルの品質の監視が続き、最後に通報された測定値と現在の測定値との間の差異が決定される。そして、この差異は一以上のビットに量子化され、量子化された差異は差分表示器に写し込まれ、通報される。差分表示器は特定のステップ・サイズによって最後に通報された測定値を増加または減少するように(または最後に通報された測定値を保持するように)指示する。例えば、差分表示器は、(1)特定の伝送チャネルの観測SNRが特定のステップ・サイズによって増加または減少したこと、または(2)データ率が特定の量、または変化によって調整されるべきことを指示する。基準測定値は差分表示器における誤差及び/またはこれらの表示器の誤った受信が蓄積されないことを保証するために定期的に伝送される。

30

## 【0145】

他の形式のCSIもまた使用することができ、本発明の範囲内にある。一般に、CSIは所望の動作性能レベルが伝送データ・ストリームのために達成されるように送信器における処理を調整するために使用されるどんな形式においても十分な情報を含んでいる。

40

## 【0146】

CSIは送信器ユニットから伝送された信号に基づいて導出され、受信器ユニットで受信される。ある実施例では、CSIは伝送信号に含まれるパイロット基準に基づいて導出される。代りにまたはその他に、CSIは伝送信号に含まれるデータに基づいて導出される。

## 【0147】

さらに、別の実施例では、CSIは受信器ユニットから送信器ユニットへの逆方向回線上

50

で伝送される一以上の信号を含む。いくつかのシステムでは、相関の程度は順方向回線及び逆方向回線の間に存在する（例えば、上り回線及び下り回線が時分割多重様式において同じ帯域を共有する時分割二重（TDD）システム）。これらのシステムでは、順方向回線の品質は逆方向回線の品質に基づいて（必要な正確度に）評価され、逆方向回線の品質は受信器ユニットから伝送された信号（例えば、パイロット信号）に基づいて評価される。そして、送信器が受信器ユニットによって観測されるCSIを評価できる手段をパイロット信号は表す。

【0148】

信号品質は様々な技術に基づいて受信器ユニットで評価される。これらのいくつかの技術は本出願の譲請人に譲渡され、ここに引例として組込まれる次の特許に記述されている。 10

・米国特許第5,799,005号「CDMA通信システムにおいて受信パイロット電力及び路線損失を決定するシステム及び方法（SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVE D PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM）」（1998年8月25日発行）、

・米国特許第5,903,554号「スペクトラム拡散通信システムにおける回線品質を測定する方法及び装置（METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM）」（1999年5月11日発行）、

・米国特許第5,056,109号及び第5,265,119号「CDMAセルラ携帯電話システムにおいて伝送電力を制御する方法及び装置（METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM）」（双方とも同じ名称で、1991年10月8日及び1993年11月23日にそれぞれ発行）、 20

及び  
・米国特許第6,097,972号「CDMA携帯電話システムにおいて電力制御信号を処理する方法及び装置（METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM）」（2000年8月1日発行）。

【0149】

CSI及び様々なCSI通報機構に関する様々な型の情報はまた、「高率パケット・データ伝送のための方法及び装置（METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION）」と題し、1997年11月3日に出版され、本出願の譲請人に譲渡されている米国特許出願第08/963,386号、及びTIA/EIA/IS-856「cdma 2000 高率パケット・データ空中インタフェース仕様（cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification）」に記述され、双方ともここに引例として組込まれている。 30

【0150】

CSIは様々なCSI伝送手法を使用して送信器に返報される。例えば、CSIは全部、差分で、またはその組合せで送信される。一実施例では、CSIは定期的に通報され、差分的更新が前に伝送されたCSIに基づいて送信される。別の実施例では、CSIは変化があるときだけ（例えば、その変化が特定の閾値を越えれば）送信され、それはフィードバック・チャネルの実効的な率を下げる。例として、SNRは変化があるときのみ、（例えば、差分として）返送信される。OFDMシステム（MIMO付きまたは無し）について、周波数領域における相関はフィードバックされるCSIの量の低減を容認するために 40  
利用される。OFDMシステムに関する例として、 $N_M$  個の周波数サブチャネルについて特定の周波数サブチャネルに対応するSNRが同じであれば、SNR及びこの条件が真である最初と最後の周波数サブチャネルが通報される。CSIについてフィードバックされるデータの量を低減するために他の圧縮及びフィードバック・チャネル誤差復元技術もまた使用でき、本発明の範囲内にある。

【0151】

図1を振返って参照すると、RX MIMOプロセッサ156によって決定されるCSI（例えば、チャネルSNR）はTXデータ・プロセッサ162に供給され、それはCSIを処理し、処理データを一以上の変調器154に供給する。変調器154はさらに処理さ 50

れたデータを調整し、逆方向チャネル経由でCSIを送信器システム110に返送する。

【0152】

システム110で、伝送フィードバック信号はアンテナ124によって受信され、復調器124によって復調され、そしてRXデータ・プロセッサ132に供給される。RXデータ・プロセッサ132はTXデータ・プロセッサ162によって行われる処理に相補的な処理を行い、そして通報されたCSIを復元し、それはTXデータ・プロセッサ114及びTX MIMOプロセッサ120に供給され、処理を調整するために使用される。

【0153】

送信器システム110は受信器システム150からのCSI（例えば、SNR情報）に基づいてその処理を調整する（即ち、適応させる）。例えば、各伝送チャネルのための符号化は情報ビット率がチャネルSNRによって支援される伝送能力に合致するように調整される。さらに、伝送チャネルの変調手法はチャネルSNRに基づいて選択される。他の処理（例えば、インタリーブ）もまた調整され、発明の範囲内にある。チャネルについて決定されたSNRに基づいた各伝送チャネルの処理の調整はMIMOシステムが高動作性能（即ち、特定の動作性能レベルに対して高処理能力及びビット率）を達成することを可能にする。適応処理は単一キャリアMIMOシステムまたはマルチキャリアMIMOシステム（例えば、OFDMを利用するMIMOシステム）に適用することができる。

【0154】

符号化における調整及び／または送信器システムの変調手法の選択は多数の技術に基づいて達成され、その一つは前述の米国特許出願第09/776,975号に記載されている。

#### MIMOシステム動作手法

様々な動作手法がここに記載される適応送信器処理（利用可能なCSIに依存する）及び連続相殺受信器処理技術を使用するMIMOシステムのために実施される。これらいくつかの動作手法は以下に詳述される。

【0155】

一動作手法では、各伝送チャネルに関する符号化及び変調手法はチャネルのSNRによって決定されるように、チャネルの伝送能力に基づいて選択される。この手法は、以下で詳述するように、連続相殺受信器処理技術と組合わせて使用するとき改善された動作性能を提供する。最悪の場合と最良の場合の伝送チャンネル間（即ち、送信・受信アンテナのペアリング）に大きな相違があるとき、符号化は受信器システムが元のデータ・ストリームを復元することを可能にするのに十分な冗長度を導入するように選択される。例えば、最悪の送信アンテナはそれに関連して受信器出力で貧弱なSNRを持つ。そして、順方向誤り訂正（FEC）符号化は最悪な場合の送信アンテナから伝送されるシンボルが受信器システムで正しく受信できるのに十分に強力であるよう選択される。實際上、改善された誤り訂正能力は冗長度増加の代価であり、それは全体の処理能力（throughput）の犠牲を意味する。このように、FEC符号化を使用して冗長度増加に対して処理能力減少というトレード・オフがある。

【0156】

送信器が復元伝送信号ごとにSNRを与えられると、異なる符号化及び／または変調手法が各伝送信号について使用される。例えば、特定の符号化及び変調手法は伝送信号に関連する誤り率がほぼ等しいように、SNRに基づいて各伝送信号について選択される。このように、処理能力は最悪の場合の伝送信号のSNRによって決定されない。

【0157】

例として、4個の送信アンテナと4個の受信アンテナを備え、ここで述べられた連続相殺受信器処理技術を用いた4×4のMIMOシステムを考える。この例について、四つの伝送信号のSNRは5 dB、8.5 dB、13 dB、及び17.5 dBである。同じ、符号化及び変調手法が四つの全信号に使用されれば、選択された手法は5 dBのSNRをもつ伝送信号によって決定される。表1で与えられた情報を使用して、各送信アンテナは6情報ビット／シンボルの全変調効率、または1.5情報ビット／シンボル／伝送信号を与

える、符号化率  $3/4$  及び QPSK を使用することになる。

【0158】

利用可能な CSI によって、送信器は、表 2 に示されたように、四つの伝送信号について次の符号化及び変調手法を選択する。

【0159】

【表 2】

SNR (dB)	符号化率	変調シンボル	情報ビット/シンボルの数
5	$3/4$	QPSK	1.5
8.5	$5/8$	16-QAM	2.5
13	$7/12$	64-QAM	3.5
17.5	$5/6$	64-QAM	5

10

利用可能な CSI に基づいて送信器における符号化及び変調手法を調整することによって、達成される有効変調効率率は CSI のない 6 ビット/シンボルに対して 12.5 ビット/シンボルと 2 倍以上である。符号化及び変調手法はこの動作性能レベルを達成するように選択されるので、各伝送信号に関する復号誤り率はほぼ等しい。

20

【0160】

利用可能な CSI に基づく送信器システムにおける適応処理によって、連続相殺受信器処理技術は伝送信号に関する復号誤り率がほぼ等しいという事実を利用するために変更される。各伝送信号に関して使用される符号化及び変調手法が同等の復号誤り率を提供すれば、整列手法（即ち、最高から低い SNR へ）は受信器処理から省略され、それは処理を単純化する。実用的な実施では、伝送信号についての復号誤り率には僅かな差異がある。この場合には、（線形または非線形処理後の）伝送信号の SNR は整列され、上で述べられたように、後処理された最良の SNR が検出（即ち、復調及び復号）のために選択される。

30

【0161】

送信器で利用可能な CSI によって、符号化及び変調手法はチャネルの SNR に基づいて各伝送チャネル上で特定の動作性能レベル（例えば、特定の BER）を提供するように選択されるので、処理能力は最早最悪の場合の伝送信号によって決定されない。FEC 符号化は独立に各伝送チャネルに適用されるので、目標の動作性能レベルを満たすに必要なとされる最小冗長度の量を使用され、且つ処理能力が最大になる。以下でさらに詳述されるように、CSI（例えば、SNR）に基づく適応送信器処理及び連続相殺受信器処理によって利用可能な動作性能はある動作条件の下で完全 CSI 処理手法の動作性能に対抗する。

【0162】

別の動作手法では、送信器は各伝送チャネルについて達成される SNR を提供されないが、全ての伝送チャネルについて平均 SNR を示す一つの値、または恐らくどのアンテナがデータ伝送のために使用されるか指示するいくつかの情報を提供される。この手法では、送信器はデータ伝送に使用される全ての送信アンテナ上で同じ符号化及び変調手法を使用する。同じ符号化及び変調手法が全ての送信アンテナ上で使用されれば、動作性能は妥協されるかもしれない。これは連続相殺受信器処理技術の全体の動作性能が伝送信号を誤りなしで復号する能力に依存するからである。この正しい検知は復元伝送信号による干渉を有効に相殺するために重要である。

40

【0163】

全ての伝送信号について同じ符号化及び変調手法を使用することによって、最悪の SNR をもつ復元伝送信号は最高の復号誤りを持つであろう。符号化及び変調手法は誤り率が最

50

悪の場合の伝送信号に関連して全体の誤り率要求を満たすように選択されるので、これは究極的にMIMOシステムの動作性能を制限する。効率を向上させるために、追加の受信アンテナが最初の復元伝送信号に関して誤り率動作性能の改善を提供するために使用される。送信アンテナより多くの受信アンテナを採用することによって、最初に復元された伝送信号の誤り率動作性能は $(NR - NT + 1)$ のダイバシティ次数を持ち、信頼性は増加する。

#### 【0164】

さらに別の動作手法では、伝送データ・ストリームは全ての利用可能なアンテナにわたって巡回される。伝送データは最悪の場合の伝送チャンネルに支配されないが、その代りに全ての伝送チャンネルに支配されるので、この手法は各復元伝送信号に関するSNR統計を改善する。特定のデータ・ストリームに関連する復号器は、送信・受信アンテナの全ての可能な対にわたる平均を表す「ソフトな決定」によって効果的に提供される。この動作手法は、「送信器と受信器の双方で多素子アンテナを使用した空間・時間アーキテクチャを持つ無線通信システム (WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEM HAVING A SPACE-TIME ARCHITECTURE EMPLOYING MULTI-ELEMENT ANTENNAS AT BOTH THE TRANSMITTER AND RECEIVER)」と題し、ここに引例により組込まれているヨーロッパ特許出願第99302692.1号にさらに詳述されている。

#### 【0165】

連続相殺受信器処理技術はMIMOシステムが多数の送信及び受信アンテナの使用によって造られた追加次元を利用することを可能にし、それはMIMOを使用する主な利点である。MIMOチャンネルの特性に依存して、線形空間等化技術（例えば、CCMIまたはMMSE）または空間・時間等化技術（例えば、MMSELE、DFE、またはMLSE）が受信信号を処理するために使用される。この連続相殺受信器処理技術は、利用可能なCSIに基づいて適応送信器処理と組合わせて使用するとき、完全なCSIを利用するMIMOシステムについて同数の変調シンボルを各時間スロットについて送信することを可能にする。

#### 【0166】

他の線形及び非線形受信器処理技術はまた連続相殺受信器処理技術及び適応送信器処理技術と共に使用することができ、そしてこれは本発明の範囲内にある。同様に、図6A~6CはMIMO伝送を処理し、伝送チャンネルの特性（即ち、SNR）を決定することができる三つの受信器処理技術の実施例を表す。ここに提示された技術に基づく他の受信器設計及び他の受信器処理技術は予想することができ、本発明の範囲内にある。

#### 【0167】

線形及び非線形受信器処理技術（例えば、CCMI、MMSE、MMSELE、DFE、MLSE、及び他の技術）はまた、全体の受信信号のSNRまたはそのようなSNRに基づいて評価される達成可能な全体の処理能力がフィードバックされるとき、送信器において適応処理なしの簡単な方法で使用される。一つの実施では、変調フォーマットは受信SNR評価値または評価処理能力に基づいて決定され、そして同じ変調フォーマットは全ての伝送チャンネルのために使用される。この方法は全体システムの処理能力を低減するが、逆回線上で返送される情報量を非常に低減することができる。

#### 【0168】

##### システム動作性能

システム動作性能の改善は利用可能なCSIに基づいて連続相殺受信器処理技術及び適応送信器処理技術を用いて実現される。CSIフィードバックによるシステムの処理能力は計算されて、完全CSIフィードバックによる処理能力に対して比較される。システム処理能力は、

#### 【0169】

##### 【数57】

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i) ,$$

式 (54)

として定義され、ここで $\gamma_i$ は各受信変調シンボルのSNRである。いくつかの受信器処理技術に関するSNRは上で要約されている。

図9Aは連続相殺受信器処理技術を使用する4×4MIMOチャネル構成のSNRの改善を示す。結果はコンピュータ・シミュレーションから得られる。シミュレーションでは、次の仮定が行われる：(1) 受信器送信アンテナ対の間の独立したレイリー (Rayleigh) フェージング・チャネル (即ち、アレイ相関なし)、(2) 全体干渉相殺 (即ち、決定誤りは復号処理では行われず、正確なチャネル評価は受信器で利用可能である)。実用的な実施では、チャネル評価は全体的には正確でなく、そしてバックオフ要素は各伝送データ・ストリームについて選択された変調手法で使用される。その上、いくつかの決定誤りは各伝送データ・ストリームの検出において発生しやすい。独立して伝送されるデータ・ストリームが個々に符号化されれば、この確率は低減でき、それは受信器が独立にデータ・ストリームを復号することを可能にし、それは決定誤りの確率を低減する。この場合には、復号データは連続干渉相殺に使用される干渉評価値を構築するために再符号化される。

【0170】

図9Aに示されたように、最初の復元伝送信号は最も貧弱なSNR分布を持つ。続く各復元伝送信号は改善されたSNR分布をもち、最終の復元伝送信号 (即ち、この例では4番目の信号) が最良の全体SNR分布を持つ。個々の伝送信号のSNRを合計し、4で除算して形成された平均SNRの分布もまた示されている。連続空間等化及び干渉相殺なしで達成されたSNR分布は最初の復元伝送信号のSNR分布によって与えられる。最初の復元伝送信号のSNR分布を平均SNR分布に比較する際、空間等化及び干渉相殺技術が受信器で実効SNRを改善することが理解できる。

【0171】

図9Bは、(1) 線形空間等化技術 (干渉相殺なし)、(2) 空間等化及び干渉相殺技術、及び(3) 完全なCSI技術を含む、いくつかの受信器処理技術に関する平均処理能力を示す。これらの各手法について、送信器は全ての伝送信号について完全な、または部分的なCSIのどちらかを供給され、伝送信号のデータはSNRに基づいて符号化され、且つ変調される。図9Bで示されたプロットについて、CCMI及びMMSE技術は空間等化技術のために使用される。

【0172】

図9BはMIMOチャネルの固有モードへの分解に基づく完全CSI処理を使用するとき達成される理論的能力 (theoretical capacity) (プロット920) を示す。図9BはさらにCCMI技術 (プロット920) 及び部分的CSIを持つ干渉相殺がないMMSE技術 (プロット922) の双方についての処理能力は能力限界より低い処理能力を持つことを示す。

【0173】

能力は、式(20)に示されたように、SNRに比例し、そしてSNRは連続干渉相殺によって改善されるので、平均の能力は空間等化及び干渉相殺技術を使用して向上する。空間等化 (CCMIと共に) 及び干渉相殺及び部分的CSIを使用して、処理能力 (プロット926) は空間等化のみの手法 (プロット922及び924) 以上に改善され、動作性能はSNRが増すにつれてさらに向上する。空間等化 (MMSEによる) 及び干渉相殺技術及び部分的CSIを使用して、処理能力 (プロット928) は能力限界 (プロット920) に同じで、それは注目すべきシステム動作性能を表す。プロット920は完全なチャネル評価値及び決定誤りなしを仮定する。連続空間等化及び部分的CSI処理をもつ干渉相殺技術に関する図9Bで示された処理能力評価値は不完全な干渉相殺及び検出誤りによる実用的な実施のもとで低下する。

【0174】

図9Cは4×4MIMOシステムについてCSIに基づく適応送信器処理による連続空間・時間等化(MMSE-LE付き)及び干渉相殺技術に関する平均処理能力を示す。プロットは分散チャネル・モデル(即ち、VehA)の多数の静的実現にわたって平均することによって得られる。図9Cは能力限界(プロット930)、及び干渉相殺付き(プロット934)及び連続干渉相殺なし(プロット932)のMMSE-LE技術の動作性能を示す。連続干渉相殺技術なし(プロット932)のMMSE-LEの処理能力性能はさらに高いSNR値で低下する。連続干渉相殺技術あり(プロット934)のMMSE-LEの処理能力性能は通信路能力に近く、高い動作性能レベルを表す。

【0175】

送信器及び受信器システムの要素は一以上のデジタル信号プロセッサ(DSP)、特定用途向け集積回路(ASIC)、プロセッサ、マイクロプロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、フィールドプログラム可能ゲートアレイ(FPGA)、プログラム可能論理デバイス、他の電子ユニット、またはそのあらゆる組合せによって実施される。ここに記述されたいくつかの機能及び処理はまたプロセッサ上で実行されるソフトウェアによって実施される。

【0176】

本発明のある形態はソフトウェア及びハードウェアの組合せによって実施される。例えば、線形空間等化、空間時間等化及びチャネルSNRの導出に関するシンボル評価値の計算はプロセッサ(図5の制御器540)上で実行されるプログラム・コードに基づいて行われる。

【0177】

明確にするため、図5で示された受信器アーキテクチャは幾つかの受信処理段、即ち復号される各データ・ストリームについて一段を含む。いくつかの実施において、これら多数の段は各段について再実行される一つのハードウェア・ユニットまたは一つのソフトウェア・モジュールによって実施される。このように、ハードウェアまたはソフトウェアは受信器設計を単純化するために時分割される。

【0178】

見出しはここでは参照のため、及びある節の場所の助けのために含まれる。これらの見出しはそこに記述される概念の範囲を限定する意図はなく、これらの概念は全体の仕様の至る所で他の節に適用性を有する。

開示された実施例の前の記述は当業者が本発明を行い、または使用することを可能にするために提供される。これらの実施例への様々な変更は当業者には直ちに明白であり、ここに定義された一般的な原理は発明の精神または範囲から逸脱することなく他の実施例に適用される。このように、本発明はここに示された実施例に限定されることを意図するものではなく、ここに開示された原理及び新規な特徴と合致する最も広い範囲を与えられるべきである。

【図面の簡単な説明】

【0179】

【図1】本発明の様々な形態及び実施例を実施することができる多元入力-多元出力(MIMO)通信システムの図である。

【図2】利用可能なCSIに基づいて伝送のためのデータを処理可能なMIMO送信器システムの実施例のブロック図である。

【図3】直交周波数分割変調(OFDM)を利用するMIMO送信器システムの実施例のブロック図である。

【図4】NT伝送信号を復元するためNR受信信号を処理する連続消去受信器処理技術を例示するフロー図である。

【図5】本発明の様々な形態及び実施例を実施可能な受信器システムのブロック図である。

【図6A】CCMI技術を実施可能なチャネルMIMO/データ・プロセッサの実施例のブロック図である。

【図6B】MMSE技術を実施可能なチャネルMIMO／データ・プロセッサの実施例のブロック図である。

【図6C】DFE技術を実施可能なチャネルMIMO／データ・プロセッサの実施例のブロック図である。

【図7】受信（RX）データ・プロセッサの実施例のブロック図である。

【図8】干渉相殺器のブロック図である。

【図9A】受信器及び送信器について動作性能を例示するプロットである。

【図9B】受信器及び送信器について動作性能を例示するプロットである。

【図9C】受信器及び送信器について動作性能を例示するプロットである。

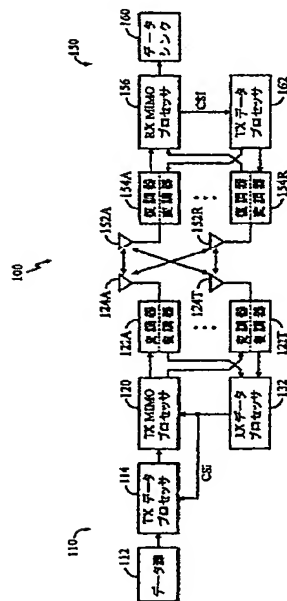
【符号の説明】

【0180】

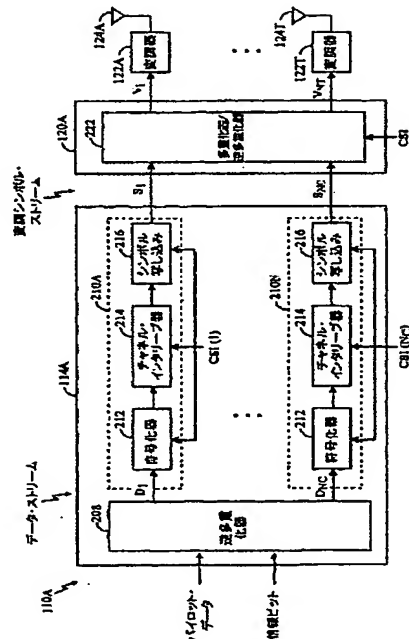
154A、154R・・・復調器 520A、520B、520N・・・チャネルMIMO／データ・プロセッサ 530A、530B・・・干渉相殺器 540・・・制御器

10

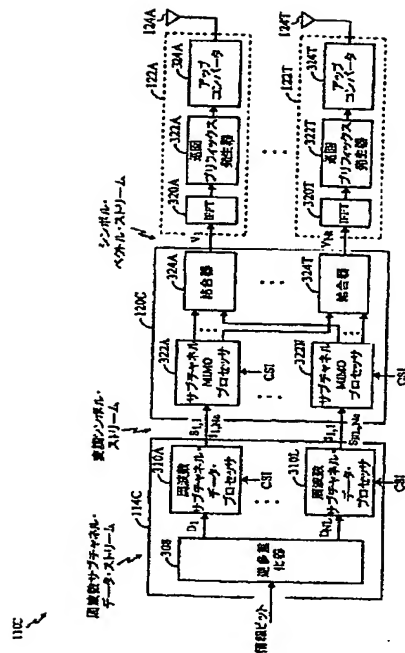
【図1】



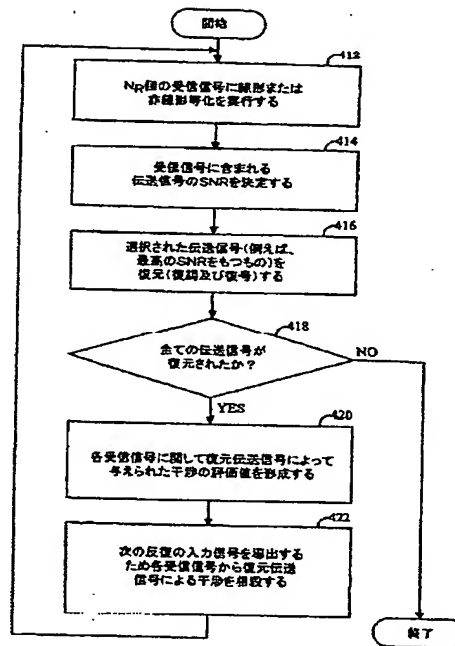
【図2】



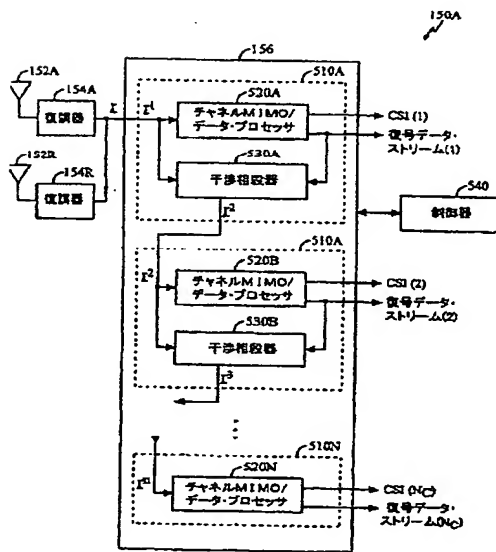
【図 3】



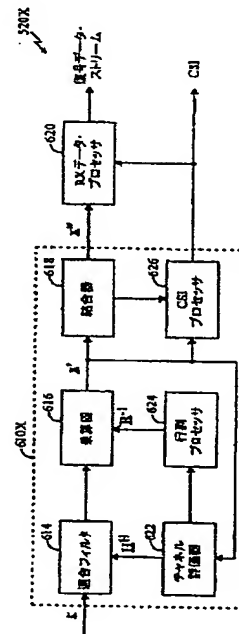
【図 4】



【図 5】

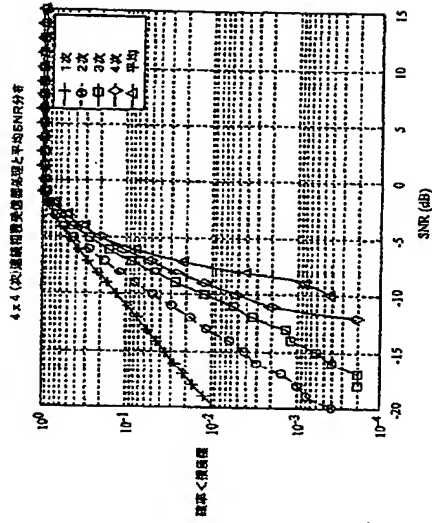


【図 6 A】

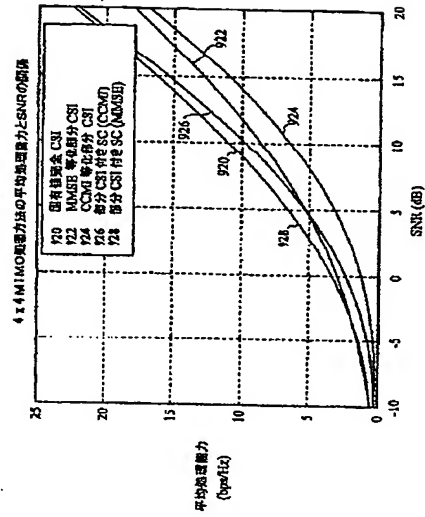




【図 9 A】



【図 9 B】



【図 9 C】

